



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

AMPLIFICADOR A VÁLVULAS PARA GUITARRA ELÉCTRICA

PROYECTO DE FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELÉTRONICA INDUSTRIAL

AUTOR: MANUEL ROMERO DOPICO

TUTOR: JOSÉ ISIDRO SANTOS GARCÍA

LEGANÉS, JUNIO DE 2011

AGRADECIMIENTOS

Parece mentira que esté escribiendo estas líneas, y con ello cerrando un ciclo de mi vida que, a pesar del trabajo duro que ha supuesto me ha dejado tantas alegrías.

Siento que una mención no es suficiente para agradecer a todos aquellos que han dado tanto por mí y se han sacrificado tan duramente como yo por que pueda estar ahora mismo en este punto, pero sé que para ellos es suficiente saber que nuestro esfuerzo finalmente no ha sido en vano y esta es la mejor manera que tengo de devolverles un poco de lo que han hecho por mí.

Por todo eso y mucho más tengo que darles las gracias a mis padres M^a Ángeles y Manuel quienes, junto con mi hermana Adriana, cada uno a su manera han sido un gran modelo a seguir y una referencia y sobre los que siento una gran admiración. Vosotros que no habéis escatimado esfuerzo alguno para que pudiera llegar hasta aquí.

Tampoco puedo olvidarme de todos aquellos que hicieron de este proyecto suyo, con su ayuda y sus ánimos me ayudaron a seguir luchando por conseguir resultados, mis compañeros de universidad, en especial a Marcos Domínguez. Por supuesto no podía olvidar nombrar a la gente de la oficina técnica, a Guillermo Bizcaíno quien se contagió de mi entusiasmo por este proyecto, que en gran parte también es suyo con toda la ayuda que me ha prestado y de quien tanto he aprendido, y a José Antonio Campo.

Por supuesto no puedo olvidar a mi tutor José Isidro Santos y al profesor Ernesto García, quienes apoyaron mi idea desde el principio, que con tanta paciencia respondieron a todas mis dudas y me aportaron su sabio consejo.

A todos vosotros y a muchas más personas que me encantaría nombrar, gracias por lo que hemos logrado.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

Agradecimientos	3
Índice de contenidos	5
Índice de figuras	9

MEMORIA

0. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS 15

0.1. Introducción	15
0.1.1. Resumen	15
0.1.2. Abstract	15
0.1.3. Introducción al proyecto	15
0.2. Objetivos	17
0.2.1. Objetivos	17

1. ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR A VÁLVULAS PARA GUITARRA ELÉCTRICA 19

1.1. Estructura básica de un amplificador para guitarra eléctrica	19
1.1.1. Introducción	19
1.1.2. Etapa de entrada	19
1.1.3. Previos	20
1.1.4. Lazo de efectos	20
1.1.5. Ecualizador	22
1.1.6. Etapa de salida	23
1.2. Especificaciones de diseño del amplificador objeto del proyecto	27
1.2.1. Introducción	27
1.2.2. Especificaciones iniciales	27
1.2.3. Etapa de entrada: Consideraciones iniciales	28
1.2.4. Canal limpio: Consideraciones iniciales	28
1.2.5. Canal crunch: Consideraciones iniciales	29
1.2.6. Canal Lead: Consideraciones iniciales	30
1.2.7. Lazo de efectos: Consideraciones iniciales	31
1.2.8. Etapa inversora de fase: Consideraciones iniciales	33
1.2.9. Etapa de salida: Consideraciones iniciales	33

2. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR OBJETO DEL PROYECTO 35

2.1. Desarrollo técnico del proyecto	35
2.1.1. Introducción	35
2.1.2. Etapa de entrada	36
2.1.3. Previos: Canal Limpio	47
2.1.4. Previos: Canal Crunch	60
2.1.5. Previos: Canal Lead	70
2.1.6. Lazo de efectos	92

2.1.7. Ecualizador	98
2.1.8. Etapa inversora de fase	100
2.1.9. Etapa de salida	107
2.1.10. Circuito selector de canal	121
2.1.11. Fuente de alimentación	125
2.2. Consideraciones especiales de implementación y distribución	137
2.2.1. Introducción	137
2.2.2. Consideraciones especiales del diseño de los PCB	137
2.2.3. Consideraciones especiales de montaje	140
2.2.4. Consideraciones especiales de distribución de componentes	141
2.2.5. Interconexión de placas y rutado de masas	142
3. RESULTADOS EXPERIMENTALES	145
3.1. Mediciones experimentales y evaluación de resultados	145
3.1.1. Introducción	145
3.1.2. Tensiones en reposo	145
3.1.3. Formas de onda en previos	148
3.1.4. Distorsión	156
3.1.5. Potencia real entregada en el primario y en la carga	177
3.2. Dificultades encontradas y soluciones implementadas	179
3.3. Otras modificaciones del circuito original	186
3.3.1. Interruptores de brillo	186
3.4. Especificaciones finales	189
3.4.1. Especificaciones finales	189
3.4.2. Comparativa de objetivos	190
4. CONCLUSIONES	191
4.1.1. Conclusiones generales:	191
4.1.2. Conclusiones prácticas:	191
4.1.3. Conclusiones sobre el resultado sonoro y distorsión	192
5. ANEXO I: LAS VÁLVULAS DE VACÍO	195
5.1. Principios de funcionamiento	195
5.1.1. Introducción	195
5.1.2. Emisión termoiónica o efecto edison	195
5.1.3. El diodo de vacío	195
5.1.4. El triodo	196
5.1.5. El tetrodo	198
5.1.6. El pentodo	201
5.2. Construcción y efectos que afectan sobre la señal	203
5.2.1. Filamentos	203
5.2.2. Tolerancias en la fabricación	204
5.3. Distorsión	207
5.3.1. Introducción:	207
5.3.2. Presencia de Armónicos y musicalidad	207
5.3.3. Distorsión en triodos	211
5.3.4. Distorsión en pentodos y tetrodos de haces dirigidos	216

5.3.5. Conclusiones sobre la distorsión	218
6. ANEXO II: LOS COMPONENTES EN EL AMPLIFICADOR DE AUDIO	219
6.1. Resistencias	219
6.1.1. Introducción	219
6.1.2. Resistencias de película metálica	219
6.1.3. Resistencias de película de carbono	220
6.1.4. Resistencias bobinadas	221
6.1.5. Selección de componentes	223
6.2. Condensadores	226
6.2.1. Introducción	226
6.2.2. Condensadores de planos-paralelos	226
6.2.3. Dieléctricos	227
6.2.4. Condensadores de Película de plástico y placa laminar	229
6.2.5. Película de plástico o papel metalizadas	230
6.2.6. Plata-mica	231
6.2.7. Condensadores cerámicos	231
6.2.8. Selección de componentes	231
7. ANEXO III: CÁLCULOS	233
7.1. Cálculos: Trabajo en pequeña señal	233
7.1.1. Etapa de entrada	233
7.1.2. Canal limpio	234
7.1.3. Canal crunch	236
7.1.4. Canal lead: Primera etapa	237
7.1.5. Canal lead: Segunda etapa	239
7.1.6. Lazo de efectos	240
7.1.7. Parametros en funcion del canal: Ganancias	241
7.2. Cálculos: Respuesta en frecuencia	243
7.2.1. Etapa de entrada	243
7.2.2. Canal Limpio	244
7.2.3. Canal crunch	247
7.2.4. Canal lead: Primera Etapa	251
7.2.5. Canal lead: Segunda Etapa	253
8. ANEXO IV: BIBLIOGRAFÍA	257
9. ANEXO V: NOTACIÓN Y HOJAS DE DATOS	261
9.1. Notación	261
9.2. Hojas de datos	263

PLIEGO DE CONDICIONES

10. PLIEGO DE CONDICIONES	267
10.1. Pliego de condiciones	267
10.1.1. Condiciones generales	267
10.1.2. Condiciones de etapa de entrada	268
10.1.3. Condiciones de los previos	268
10.1.4. Condiciones del lazo de efectos	269
10.1.5. Condiciones del ecualizador	269
10.1.6. Condiciones de etapa de potencia	270
10.1.7. Condiciones de montaje	270

PRESUPUESTOS

11. PRESUPUESTO	273
11.1. Presupuesto	273
11.1.1. Descripción	273
11.1.2. Presupuesto total	273
11.1.3. Desglose presupuestario	274

PLANOS

12. ESQUEMÁTICOS Y PLANOS	283
12.1. Esquemáticos	283
12.1.1. Etapa de entrada	283
12.1.2. Canal Limpio	284
12.1.3. Canal Cruch	285
12.1.4. Canal Lead	286
12.1.5. Lazo de efectos	287
12.1.6. Ecualizador	288
12.1.7. Pedal	288
12.1.8. Etapa inversora de fase	289
12.1.9. Etapa de potencia (completa)	290
12.1.10. Circuito selector de canal	291
12.1.11. Fuente de alimentación	292
12.1.12. Circuitos equivalentes en pequeña señal	293
12.2. Planos	295
12.2.1. Esquema de distribución	295
12.2.2. Esquema de rutado de masas	297
12.2.3. Esquemático general	299

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama de bloques de un amplificador genérico.....	19
Figura 1.2. Lazo de efectos.....	21
Figura 1.3.“Efectos a la entrada” frente a “efectos en el lazo”.....	22
Figura 1.4. Ejemplo: Respuesta en frecuencia de un ecualizador de dos bandas (Vox AC30).....	23
Figura 1.5. Ejemplo de etapa single-ended.....	25
Figura 1.6. Ejemplo de etapa de salida en push-pull.....	26
Figura 1.7: Diagrama de bloques.....	28
Figura 1.8. Espectro de distorsión ideal de una señal saturada (soft-clipping) asimétricamente.....	30
Figura 1.9. Seguidor de cátodo en el lazo de efectos.....	32
Figura 1.10. Ejemplo de configuración de seguidor de cátodo.....	32
Figura 2.1.Diagrama de bloques.....	36
Figura 2.2. Esquemático inicial etapa de entrada.....	37
Figura 2.3. Recta de carga de V1b (ECC83-S).....	38
Figura 2.4. Punto de trabajo de V1b (ECC83-S).....	39
Figura 2.5: CEPS Etapa de entrada.....	39
Figura 2.6. Respuesta en frecuencia de la etapa de entrada.....	45
Figura 2.7. Zona de trabajo de V1b (ECC83-S).....	46
Figura 2.8. Esquemático inicial canal limpio.....	48
Figura 2.9. Recta de carga de V1a (ECC83-S).....	49
Figura 2.10. Punto de trabajo de V1a (ECC83-S).....	50
Figura 2.11: C.E.P.S. Canal Limpio.....	51
Figura 2.12. Respuesta en frecuencia del canal limpio.....	58
Figura 2.13. Zona de trabajo de V1a (ECC83-S).....	59
Figura 2.14. Esquemático inicial canal crunch.....	61
Figura 2.15. Punto de trabajo de V1a (ECC83-S).....	62
Figura 2.16: C.E.P.S. Canal Crunch.....	62
Figura 2.17. Respuesta en frecuencia del canal Crunch.....	68
Figura 2.18. Zona de trabajo de V1a, canal crunch (ECC83-S).....	69
Figura 2.19. Esquemático inicial canal lead.....	71
Figura 2.20, Recta de carga de V2a (12AX7WC).....	73
Figura 2.21. Punto de trabajo de V2a (12AX7WC).....	74
Figura 2.22. Recta de carga de V2b (12AX7WC).....	75
Figura 2.23. Punto de trabajo de V2b (12AX7WC).....	76
Figura 2.24: C.E.P.S. Canal Lead (Primera etapa).....	77
Figura 2.25. Respuesta en frecuencia: Efecto de C38 sobre la primera etapa del canal Lead.....	80
Figura 2.26: C.E.P.S. Canal Lead (Segunda etapa).....	84
Figura 2.27. Respuesta en frecuencia del canal Lead.....	89
Figura 2.28. Zona de trabajo de V2a (12AX7WC).....	90
Figura 2.29. Zona de trabajo de V2b (12AX7WC).....	91
Figura 2.30. Esquemático inicial del lazo de efectos.....	93
Figura 2.31. Recta de carga de V3b y V4b (12AX7WC).....	94
Figura 2.32. Punto de polarización de V3b y V4b (12AX7WC).....	95
Figura 2.33. Punto de polarización de V3a y V4a (12AX7WC).....	96
Figura 2.34. Esquemático inicial del ecualizador.....	98
Figura 2.35. Respuesta graves (Bass 0-50-100%, Middle 50%, Treble 50%).....	99
Figura 2.36.Respuesta en medios (Bass 50%, Middle 0-50-100%, Treble 50%).....	99
Figura 2.37. Respuesta en agudos (Bass 50%, Middle 50%, Treble 0-50-100%).....	100
Figura 2.38. Esquemático inicial de la etapa inversora de fase.....	101
Figura 2.39. Recta de carga de V5a.....	102
Figura 2.40. Recta de carga de V5b.....	103
Figura 2.41. Comparación de las rectas de carga de V5a y V5b.....	104
Figura 2.42. Zona de trabajo de V5a (12AX7WC).....	105
Figura 2.43. Zona de trabajo de V5b (12AX7WC).....	105
Figura 2.44. Esquemático inicial de la etapa de salida.....	108
Figura 2.45. Características medias de placa de un pentodo 6L6.....	109
Figura 2.46. Rejilla pantalla.....	110

Figura 2.47. Polarización V6, V7, V8 y V9 (6L6WXT+)	111
Figura 2.48. Corriente de rejilla pantalla en V6, V7, V8 y V9	111
Figura 2.49. Equivalencias de carga en etapas push-pull	113
Figura 2.50. Recta de carga y punto de polarización de V6, V7, V8 y V9 (6L6WXT+)	114
Figura 2.51. Límites de amplitudes sobre la recta de carga	115
Figura 2.52. Red de realimentación	117
Figura 2.53. CEPS Red β y parámetros "h"	117
Figura 2.54. Ganancia en lazo abierto	118
Figura 2.55. Esquemático inicial del circuito selector de canal	121
Figura 2.56. Efecto del interruptor de mezcla	123
Figura 2.57. Esquemático inicial de la fuente de alimentación	126
Figura 2.58. Rectificador de onda completa	128
Figura 2.59. Filtro LC. V _E y V _d	129
Figura 2.60. Circuito de polarización de la etapa de potencia (V _f)	135
Figura 2.61. Rutado de masa	138
Figura 2.62. Rutado del circuito selector de canal	138
Figura 2.63. Situación de R57, R58, C34 y C35 en el PCB	139
Figura 2.64. Rutado señal alterna en fuente de alimentación	139
Figura 2.65. Distribución de los transformadores	141
Figura 2.66. Disposición relativa de los transformadores y válvulas de potencia	142
Figura 3.1. Forma de onda canal limpio: ganancia 25%. Vert: 50mV/div, Hor: 1ms.	149
Figura 3.2. Forma de onda canal limpio: ganancia 50%. Vert: 200mV/div, Hor: 0,5ms.	149
Figura 3.3. Forma de onda canal limpio: ganancia 75%. Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.	150
Figura 3.4. Forma de onda canal limpio: ganancia 100%. Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.	150
Figura 3.5. Forma de onda canal crunch: ganancia 25%. Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.	151
Figura 3.6. Forma de onda canal crunch: ganancia 50%. Vert: 5V/div, Hor: 0,5ms.	151
Figura 3.7. Forma de onda canal crunch: ganancia 75%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.	151
Figura 3.8. Forma de onda canal crunch: ganancia 100%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.	152
Figura 3.9. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 25%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	153
Figura 3.10. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 50%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	153
Figura 3.11. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 75%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	153
Figura 3.12. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 100%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	154
Figura 3.13. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 25%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.	155
Figura 3.14. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 50%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	155
Figura 3.15. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 75%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	155
Figura 3.16. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 100%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.	156
Figura 3.17. Forma de onda del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	157
Figura 3.18. Espectro del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	157
Figura 3.19. Forma de onda del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	158
Figura 3.20. Espectro del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	158
Figura 3.21. Forma de onda del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	158
Figura 3.22. Espectro del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	159
Figura 3.23. Forma de onda del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	160
Figura 3.24. Espectro del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	160
Figura 3.25. Forma de onda del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	161
Figura 3.26. Espectro del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	161
Figura 3.27. Forma de onda del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	161
Figura 3.28. Espectro del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	162
Figura 3.29. Forma de onda del canal lead: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	163
Figura 3.30. Espectro del canal lead: ganancia 25%. Medición en la salida del previo	163
Figura 3.31. Forma de onda del canal lead: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	164
Figura 3.32. Espectro del canal lead: ganancia 50%. Medición en la salida del previo	164
Figura 3.33. Forma de onda del canal lead: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	164
Figura 3.34. Espectro del canal lead: ganancia 75%. Medición en la salida del previo	164
Figura 3.35. Forma de onda etapa de potencia al límite de recorte, Medición en la carga	166
Figura 3.36. Espectro de la etapa de potencia al límite de recorte, Medición en la carga	166
Figura 3.37. Forma de onda etapa de potencia en saturación, Medición en la carga	168
Figura 3.38. Espectro de la etapa de potencia en saturación. Medición en la carga	168
Figura 3.39. Forma de onda del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la carga	169
Figura 3.40. Espectro del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la carga	169
Figura 3.41. Forma de onda del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la carga	170
Figura 3.42. Espectro del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la carga	170

Figura 3.43. Forma de onda del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la carga	170
Figura 3.44. Espectro del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la carga	171
Figura 3.45. Forma de onda del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la carga	171
Figura 3.46. Espectro del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la carga	172
Figura 3.47. Forma de onda del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la carga	172
Figura 3.48. Espectro del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la carga	172
Figura 3.49. Forma de onda del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la carga	173
Figura 3.50. Espectro del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la carga	173
Figura 3.51. Forma de onda del canal lead: ganancia 25%. Medición en la carga	174
Figura 3.52. Espectro del canal lead: ganancia 25%. Medición en la carga	174
Figura 3.53. Forma de onda del canal lead: ganancia 50%. Medición en la carga	174
Figura 3.54. Espectro del canal lead: ganancia 50%. Medición en la carga	175
Figura 3.55. Forma de onda del canal lead: ganancia 75%. Medición en la carga	175
Figura 3.56. Espectro del canal lead: ganancia 75%. Medición en la carga	175
Figura 3.69. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase.	179
Figura 3.70. Tensión de alimentación VE.....	180
Figura 3.71. Circuito de diagnóstico etapa de salida	181
Figura 3.72. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase	182
Figura 3.73. Modificación del circuito de alimentación de los filamentos	184
Figura 3.62. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase.	184
Figura 3.63. Canal Limpio. Efecto del interruptor de brillo	187
Figura 3.64. Canal Crunch. Efecto del interruptor de brillo.....	187
Figura 3.77. Canal Lead. Efecto del interruptor de brillo	188
Figura 5.1: Diodo de vacío de caldeo directo.....	196
Figura 5.2: Estructura interna del triodo	197
Figura 5.3: Estructura interna del tetrodo	198
Figura 5.4: Curvas V_a - I_a del tetrodo.....	199
Figura 5.5: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (1).....	200
Figura 5.6: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (2).....	200
Figura 5.7: Curvas V_a - I_a del pentodo.....	201
Figura 5.8: Etapa en push-pull	204
Figura 5.9: Tensión de entrada (V_{in})	205
Figura 5.10: Tensión de salida (V_{out}).....	205
Figura 5.11: Tensión de entrada (V_{in}).....	206
Figura 5.12. Tensión de placa: tolerancias en el rango dinámico.....	206
Figura 5.13: Espectro de una señal simétrica	210
Figura 5.14: Espectro de una señal asimétrica	210
Figura 5.15: Curvas V_a - I_a de un triodo ECC83.	211
Figura 6.16: Hard clipping.....	212
Figura 5.17: Soft clipping	212
Figura 5.18: Referencia.....	213
Figura 5.19: Espectro “Hard clipping”.....	213
Figura 5.20: Espectro “Soft clipping”	214
Figura 5.21: Divisor de tensión formado por impedancias de salida y entrada	215
Figura 5.22: Espectro de la señal resultante al someter una senoide de 1Khz. a distorsión de rejilla.....	215
Figura 5.23: Curvas características de un pentodo (6L6GC).....	216
Figura 5.24: Espectro de distorsión de un pentodo E55L.....	217
Figura 6.1 Grabado de la película resistiva	220
Figura 6.2: Ejemplo en el cual la resistencia señalada desempeña la función de “grid-stopper”	221
Figura 6.3: Modelos equivalentes de resistencias bobinadas	223
Figura 6.4: Sección transversal de un condensador plano-paralelo genérico.	226
Figura 6.5: Esquema equivalente de un condensador real	227
Figura 6.6: Modelo de absorción dieléctrica.....	228
Figura 6.7: Clasificación de condensadores según su capacidad.....	229
Figura 7.1. CEPS Etapa de entrada.....	233
Figura 7.2. CEPS Canal limpio	234
Figura 7.3. CEPS Canal crunch	236
Figura 7.4. CEPS Canal lead (primera etapa)	237
Figura 7.5. CEPS Canal lead (segunda etapa).....	239
Figura 7.6. Diagrama equivalente en pequeña señal.....	241
Figura 7.7. CEPS Etapa de entrada.....	243
Figura 7.8. CEPS Canal limpio	245

Figura 7.9. CEPS Canal crunch	248
Figura 7.10. CEPS Canal lead (primera etapa)	251
Figura 7.11. CEPS Canal lead (segunda etapa)	253
Figura 10.1. Diagrama de bloques	267
Figura 9.12. Esquemático: Etapa de entrada.	283
Figura 9.13. Esquemático: Canal limpio.	284
Figura 9.14. Esquemático: Canal Crunch.	285
Figura 9.15. Esquemático: Canal Lead.	286
Figura 9.16. Esquemático: Lazo de efectos	287
Figura 9.17. Ecualizador.	288
Figura 9.18. Esquemático: Pedal de conmutación de canal.	288
Figura 9.19. Esquemático: Etapa inversora de fase.	289
Figura 9.20. Esquemático: Etapa de potencia.	290
Figura 9.21. Esquemático: Circuito selector de canal.	291
Figura 9.22. Esquemático: Fuente de alimentación.	292

MEMORIA

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

0.1. INTRODUCCIÓN

0.1.1. RESUMEN

El presente proyecto tiene como finalidad el estudio del amplificador a válvulas para guitarra eléctrica y la base teórica de su funcionamiento, estructura y respuesta tonal.

También comprende el diseño y construcción de un amplificador a válvulas para guitarra eléctrica basado en los amplificadores y circuitos clásicos y la posterior comprobación de los resultados y su contraste con la teoría.

Por último incluye un estudio adjunto sobre el funcionamiento de las válvulas de vacío y sus distintas variantes así como un análisis sobre posibles fuentes de ruido no térmicas derivadas de los componentes del amplificador de audio y su naturaleza física.

0.1.2. ABSTRACT

This project aims to study the tube amplifier for electric guitar, the theoretical foundations of its performance, structure and tonal response.

It also includes the design and construction of a tube amp for electric guitar based on the classic amplifiers and circuits and the subsequent verification of the results and their contrast with the theory.

Finally it includes a study about how the vacuum tubes and its variants work, as well as an analysis of possible sources of non-thermal noise derived from the components of an audio amplifier and their physical nature.

0.1.3. INTRODUCCIÓN AL PROYECTO

Las válvulas fueron los dispositivos electrónicos activos por excelencia desde principios de siglo hasta mediados de los años sesenta. Entonces, la extensión del uso del transistor acabó desbancando este tipo de dispositivo.

Los transistores eran capaces de desempeñar las mismas funciones con una eficiencia mucho mayor, con temperaturas de funcionamiento notablemente inferiores, en espacios más reducidos presentando circuitos de menor peso que los de las válvulas. Todas estas características parecían desembocar en una nueva generación de amplificadores para guitarra eléctrica, por lo que nuevas empresas empezaron a apostar por los transistores, a la vez que las grandes y consolidadas marcas ampliaban sus catálogos con este tipo de amplificación para no perder ventas ni mercado.

Pero el transistor en esta aplicación se encontró desde sus inicios con un grave inconveniente: su linealidad y su mejor rendimiento teórico daban como resultado en circuitos de audio sonidos muy fríos y con poco carácter. Los músicos, no experimentados en conocimientos electrónicos, seguían prefiriendo el sonido de los amplificadores a válvulas, incluso cuando años después el precio de los transistores permitió la fabricación de equipos a un coste notablemente menor que los antiguos amplificadores valvulares.

Ésta es la razón básica por la que la válvula se ha mantenido desde entonces en amplificadores para instrumento musical y aplicaciones de audio profesional para estudios de grabación y alta fidelidad. Su comportamiento no lineal y “teóricamente imperfecto” resultan, en opinión del músico, compensados con resultados de sonido mucho más musicales y atractivos en cuanto a la tonalidad. Un simple circuito con una sola válvula puede dar un gran carácter y color al sonido y, a pesar de años de desarrollo tratando de emular el comportamiento de una válvula y sus resultados, aun no se ha desarrollado un sistema capaz de convencer a los oídos de los guitarristas experimentados.

Es por tanto por lo que, es necesario desde un punto de vista de ingeniería “redefinir” varios conceptos cuando se trata de amplificadores de guitarra eléctrica.

El ingeniero considera el concepto de amplificador como un sistema cuyo fin es introducir ganancia y potencia a una determinada señal, de tal forma que el conjunto afecte en la menor medida posible a ésta, principalmente en términos de distorsión, respuesta en frecuencia y fase. Es decir, considera íntimamente ligado el concepto de amplificador con “alta fidelidad”.

Sin embargo en el amplificador para guitarra eléctrica, un dispositivo de calidad proporcionará un determinado resultado sonoro deseado, afectando de una forma apreciablemente positiva para el músico el sonido producido de forma natural por la guitarra. Es decir, el amplificador de guitarra eléctrica ha de considerarse más bien como un “instrumento”, el cual modifica la respuesta en frecuencia de la señal de entrada e introduce en ella distorsiones apreciables. Es un dispositivo en el cual “subjetiva calidad de sonido” no es sinónimo de alta fidelidad.

Para el correcto seguimiento de este documento, se recomienda la lectura del apartado [5. Anexo I: Las válvulas de vacío], donde se explica los principios de funcionamiento de las válvulas de vacío y las relaciones musicales derivadas de éstos.

0.2. **OBJETIVOS**

0.2.1. **OBJETIVOS**

Los principales objetivos de este proyecto pueden clasificarse en los cuatro puntos fundamentales enumerados a continuación:

- Estudio del amplificador a válvulas clásico para guitarra eléctrica.
- Diseño y construcción de un amplificador a válvulas para guitarra eléctrica basado en las configuraciones clásicas.
- Observación práctica de los resultados obtenidos.
- Mediciones y posterior contraste de los resultados prácticos con la teoría.

ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR A VÁLVULAS PARA GUITARRA ELÉCTRICA

1.1. ESTRUCTURA BÁSICA DE UN AMPLIFICADOR PARA GUITARRA ELÉCTRICA

1.1.1. INTRODUCCIÓN

A pesar de que el amplificador de guitarra eléctrica existe desde hace más de 50 años, su topología ha permanecido prácticamente invariable a lo largo del tiempo. Esta estructura puede observarse en la *Figura 1.1* y cada uno de los bloques que comprende es analizado a continuación en los siguientes apartados.

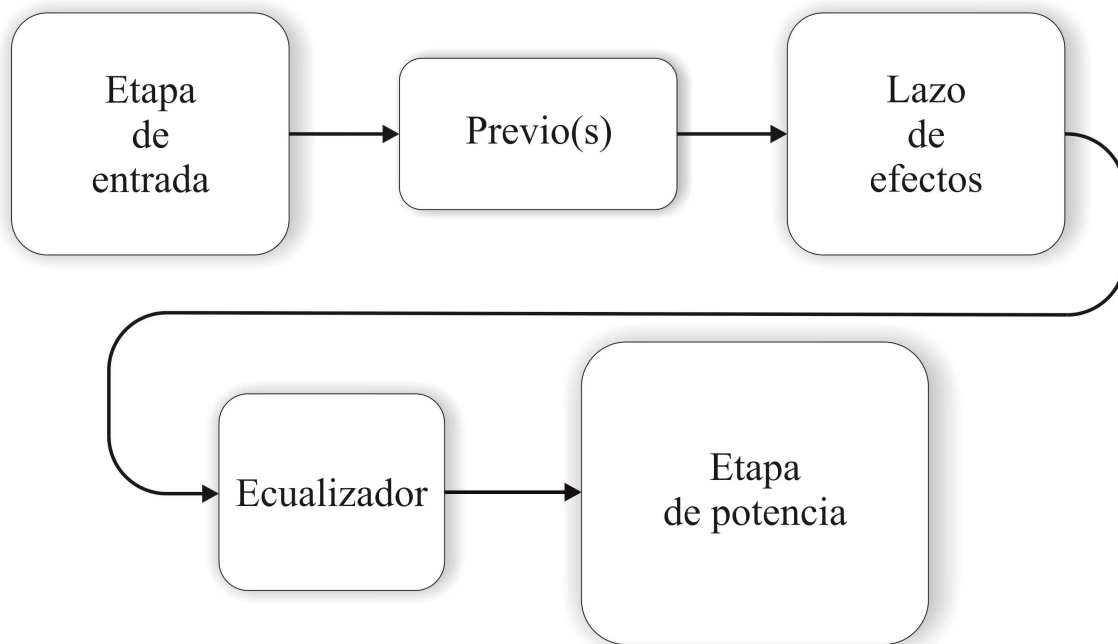


Figura 1.1. Diagrama de bloques de un amplificador genérico.

1.1.2. ETAPA DE ENTRADA

La etapa de entrada, como su nombre indica es el primer elemento con el que se encuentra la señal proveniente del instrumento e introducida en un amplificador de audio. Su función principal es adaptar los niveles de la señal de entrada, amplificándolos hasta obtener una tensión mayor con la que es más sencillo trabajar.

Generalmente la señal entregada por una guitarra eléctrica es muy pequeña y dependiendo del tipo de pastilla o transductor que incorpora, puede variar entre los 100mVrms (para algunas pastillas de

bobina simple o *single coil*) a 1Vrms (en pastillas de doble bobinado o *humbuckers* activas). Este nivel de señal se denomina comúnmente en el audio profesional como “nivel de instrumento”.

La etapa de entrada amplifica la señal de entrada adecuándola al nivel de tensión con el cual trabajará el preamplificador. Este nivel es denominado como “nivel de línea” y corresponde a un nivel de 40dB respecto al nivel de instrumento (se suele nombrar al nivel de línea como 0dB y al nivel instrumento como -40dB)

Las pequeñas señales de salida del instrumento son muy susceptibles al ruido e interferencias externas, y este es otro motivo por el cual se debe procurar trabajar con niveles de tensión mayores. Por tanto de este modo se mejora la relación señal/ruido del previo, reduciéndose la presencia de ruidos externos no deseados.

1.1.3. PREVIOS

El previo de un amplificador para guitarra eléctrica es la sección donde se procesa el sonido y se prepara para ser enviado posteriormente a la etapa de potencia. Este procesamiento incluye la cantidad y tipo de distorsión aplicada, mediante el ajuste de la ganancia. Por tanto es el responsable en un alto porcentaje del sonido y el “carácter” final del amplificador, donde se añade la mayor parte de contenido armónico a la señal original de la guitarra, configurando con ello el timbre que ésta adquirirá finalmente.

Normalmente, un amplificador a válvulas para guitarra eléctrica permite seleccionar la zona de funcionamiento del previo o incluso incluir varios previos distintos conmutables con el fin de ampliar el abanico de sonidos que es posible obtener. A cada uno de estos previos se les suele denominar “canal”.

También es común en amplificadores de alta gama que comprenda módulos de efectos como reverberaciones, compresiones, trémolos, etc. que se añaden a la señal una vez procesada por el previo.

1.1.4. LAZO DE EFECTOS

El lazo de efectos (*FX loop*) es un elemento clave para añadir una mayor versatilidad y flexibilidad a la hora de incorporar efectos externos al amplificador, con el fin de modificar de un modo u otro la señal. Aunque el lazo de efectos no es un elemento imprescindible para el funcionamiento del amplificador para guitarra eléctrica, sí es un elemento deseable y generalmente requerido por los músicos.

Consiste en una entrada en forma de lazo que permite intercalar estos sistemas en la cadena de señal entre el previo y la etapa de potencia. *Figura 1.2: Lazo de efectos*

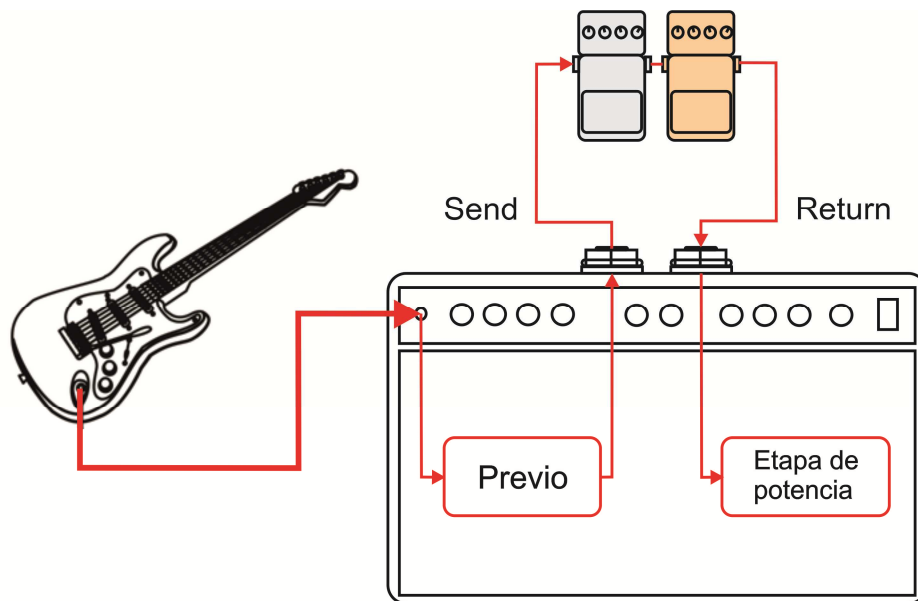


Figura 1.2: Lazo de efectos

Aunque estas cadenas de efectos externos pueden incluirse a la entrada del amplificador (entre la guitarra y el previo) el resultado obtenido es distinto. La mayoría de estos dispositivos afectan no solo a la respuesta en frecuencia de la señal sino también de un modo otro a su amplitud, por tanto si son intercalados a la entrada del amplificador con ello estamos afectando la cantidad de distorsión que el previo aportará a la señal.

Un ejemplo claro de esta diferencia se produce al usar un efecto “*delay*” en la entrada del amplificador o en el lazo de efectos. Un efecto *delay* produce repeticiones o réplicas de la señal original de entrada retrasadas un determinado tiempo, que se mezclan con la señal original. Estas repeticiones reducen su amplitud paulatinamente hasta desvanecerse, emulando el eco audible al tocar en grandes espacios cerrados (eco).

En la *Figura 1.3* es posible observar las diferencias entre los resultados obtenidos según sea la situación de este dispositivo.

Si un módulo de este efecto es situado **a la entrada del amplificador**, las réplicas obtenidas serán señales fieles a la señal original de la guitarra y éstas, al disminuir su amplitud se verán afectadas por un nivel de distorsión o recorte cada vez menor (en el ejemplo *Figura 1.3* se ilustra un recorte brusco de la señal sobre un único ciclo de una señal sinusoidal).

Sin embargo, si es colocado **en el lazo de efectos**, todas las señales generadas mantendrán el mismo nivel de distorsión, al ser copias de una señal ya procesada por el previo (2a, 2b y 2c).

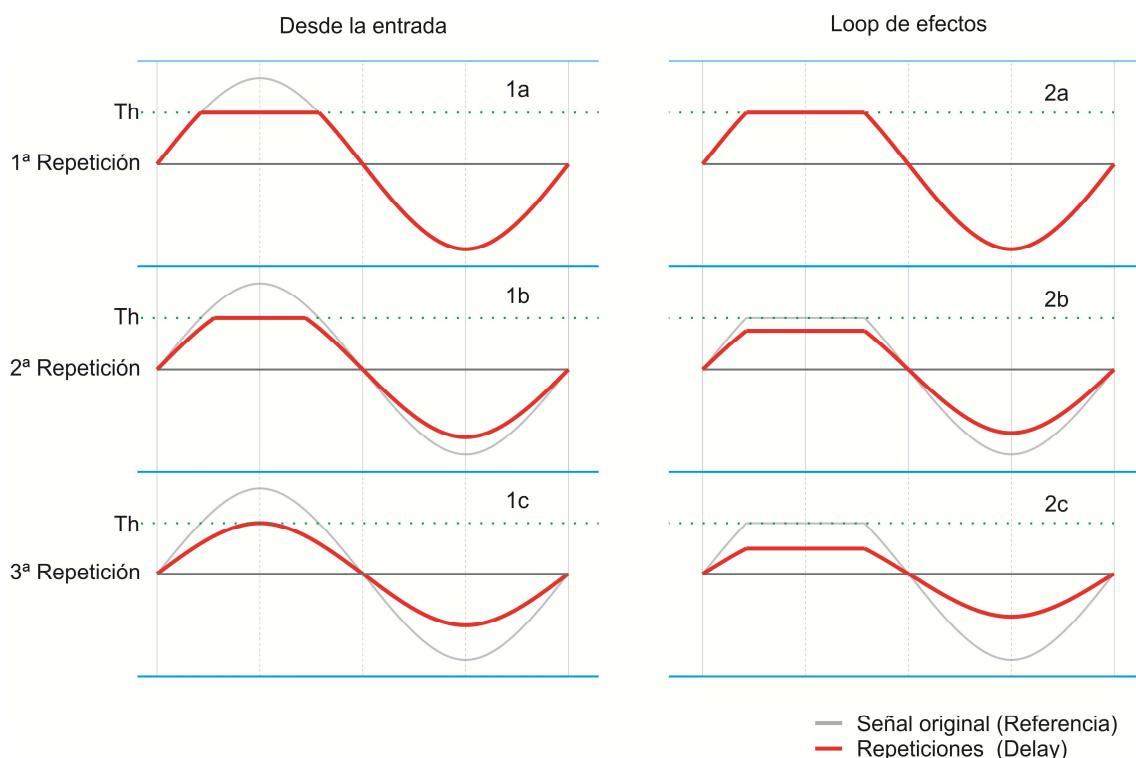


Figura 1.3: “Efectos a la entrada” frente a “efectos en el lazo”

Por último cabe destacar que ya que la mayoría de los módulos de efectos externos trabajan con amplitudes de señal a nivel instrumento es aconsejable atenuar la señal proveniente de la salida del preamplificador para adaptarla nuevamente al nivel adecuado.

1.1.5. ECUALIZADOR

El ecualizador es la parte del amplificador que define la tonalidad y respuesta en frecuencia del equipo utilizando una red de filtros. Cada uno de estos filtros está compuesto por un condensador y un potenciómetro de control calculados para trabajar en una banda de frecuencias concreta. Normalmente se suele definir una ecualización que permita el ajuste independiente de al menos tres bandas, uno para las bajas frecuencias (graves), otro para las altas (agudos) y un tercero para poder controlar el espectro de frecuencias medias (medios). El potenciómetro variable de cada uno de estos filtros nos permite variar la situación en frecuencia de los polos dominantes y con ello la frecuencia de corte de cada una de las bandas de ecualización, así como la ganancia de la etapa.

Algunos amplificadores más sofisticados añaden a la ecualización estándar un ecualizador paramétrico que suele tener más de cuatro bandas de ecualización. Los ecualizadores paramétricos utilizan filtros paso banda (compuestos por un choque o bobina, un condensador y un potenciómetro de control). Este tipo de ecualización es mucho más selectiva y precisa que los filtros utilizados en un ecualizador normal. En la Figura 1.4 se muestra como ejemplo la respuesta en frecuencia del ecualizador de dos bandas de un amplificador Vox® AC30 para las diferentes posiciones de los mandos de control.

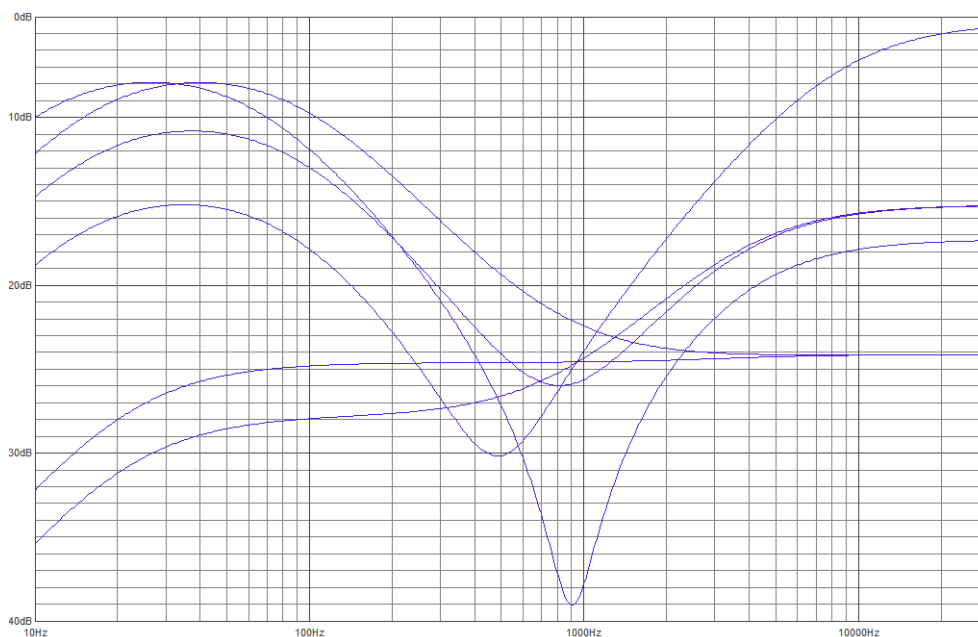


Figura 1.4. Ejemplo: Respuesta en frecuencia de un ecualizador de dos bandas (Vox AC30) [App02]

1.1.6. ETAPA DE SALIDA

La etapa de salida es la encargada de suministrar potencia a la carga, siendo ésta en el caso de los amplificadores de audio los altavoces. Para ello es necesario el uso de válvulas específicas denominadas “válvulas de potencia”. Estos dispositivos, generalmente pentodos y tetrodos de haces dirigidos, son capaces de trabajar con altas tensiones de placa, sin embargo dado que la corriente que pueden suministrar es limitada, suele ser necesario el uso de un transformador de salida en este tipo de etapas, que adapte las altas impedancias de salida de las válvulas de potencia a las especificaciones de los altavoces (4, 8 ó 16 Ω).

Aunque el previo es el responsable en gran medida del sonido final del amplificador, el uso de un tipo u otro de válvulas, clase de operación o transformador de salida en la etapa de potencia también influyen en el resultado final.

-Válvulas de potencia

Respecto a las diferencias tonales entre distintos tipos de válvulas de potencia, en los amplificadores para guitarra eléctrica suelen utilizarse más comúnmente modelos como las EL84 (12W) ó 6L6 (25W), aunque su principio de funcionamiento es similar su respuesta en frecuencia y espectro de distorsión es distinto, lo cual desemboca en dos “escuelas de amplificadores”.

El uso de las EL84 (6CA7 en designación americana) se relaciona normalmente con el coloquialmente denominado “sonido británico”. Esta denominación debe su nombre a línea seguida por fabricantes clásicos de amplificadores para guitarra eléctrica del Reino Unido como Marshall®, VOX® o Hiwatt®. El sonido característico de este tipo de amplificadores comprende una respuesta más centrada en las frecuencias medias o medias-altas. [Jor00]

Por otro lado, la línea de producción de los fabricantes clásicos americanos solía apostar por válvulas de potencia como la 6L6 (5881 en designación europea), definiendo el denominado “sonido americano”, característico de amplificadores como los Fender®, con una respuesta más extendida en bajas frecuencias y más plana.

No obstante es importante destacar que, aunque es cierto que existen diferencias tonales entre la respuesta de ambas válvulas, principalmente el contenido armónico que aporta la etapa de potencia se debe principalmente a la configuración de salida y clase de operación de ésta, así como de la respuesta en frecuencia del transformador de salida. Además este tipo de etapas ha sido tradicionalmente diseñado para introducir la menor distorsión posible, maximizando la eficiencia, por tanto generalmente sólo son audibles las diferencias cuando se fuerza a trabajar a la etapa de potencia entregando potencias cercanas al máximo de su capacidad.

-Clases de operación más comunes en amplificadores de audio:

A pesar de las múltiples opciones en las cuales se puede hacer trabajar una etapa de potencia, concretamente para amplificadores de audio valvulares se puede concretar que virtualmente todos los amplificadores funcionan o bien en clase A o bien en clase AB.

- **Amplificadores de clase A:** un amplificador de potencia funciona en clase A cuando la tensión de polarización y la amplitud máxima de la señal de entrada poseen valores tales que hacen que la corriente de salida circule durante todo el período de la señal de entrada. Otra forma de definirlo, según el manual de aplicaciones de las válvulas RCA® sería que un amplificador se encuentra trabajando en clase A cuando la polarización de la rejilla y los voltajes alternos de la misma son tales que siempre fluye corriente de placa por la válvula.[Rca59]

La eficiencia de este tipo de etapas suele ser bastante baja debido a la necesidad de utilizar una fuente de corriente constante para la polarización de las válvulas de potencia que las componen.

- **Amplificadores de clase AB:** un amplificador de potencia funciona en clase AB cuando la tensión de polarización y la amplitud máxima de la señal de entrada poseen valores tales que hacen que la corriente de salida circule durante menos de un período y más de un semiperíodo de la señal de entrada. Este tipo de amplificadores de potencia suele estar ligado a montajes en *push-pull*, los cuales se describen a continuación en el siguiente apartado.

La eficiencia de los amplificadores de potencia en clase AB es notablemente mayor que la ofrecida por los de clase A. Esto es principalmente debido a que el sistema de polarización de los dispositivos que los componen permite reducir notablemente el consumo, especialmente en reposo (ante la ausencia de señal de entrada).

-Configuraciones de salida más comunes en amplificadores de audio: Single-ended

Tradicionalmente, las etapas de potencia de un amplificador valvular para guitarra eléctrica comprendían un montaje denominado ***single-ended***. En este tipo de configuración utiliza un único dispositivo siguiendo una configuración de cátodo común (polarización por cátodo), para amplificar la totalidad del ciclo de la señal de entrada, el cual generalmente es un pentodo o tetrodo de haces dirigidos, por lo que esta implementación habitualmente trabaja en clase A, proporcionando un consumo elevado y una eficiencia menor al 25%. (*Figura 1.5. Ejemplo de etapa single-ended*)

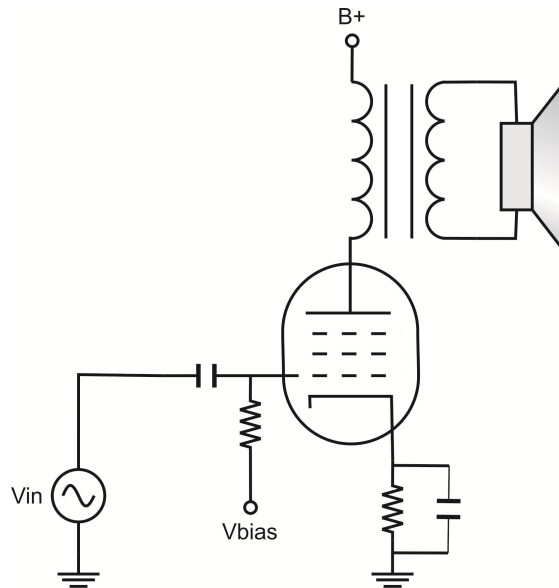


Figura 1.5. Ejemplo de etapa single-ended

Una característica importante de este tipo de configuración de salida es que su comportamiento obviamente está fuertemente ligado a la función de transferencia del dispositivo que realiza la amplificación, por tanto su no linealidad es patente, caracterizándose por introducir una normalmente notable cantidad de distorsión, la cual suele ser no deseable debido al contenido armónico introducido por los pentodos de potencia [5.3.4.1. Distorsión genérica en pentodos y tetrodos de haces dirigidos] Es posible el uso de este tipo de dispositivos en modo pseudo-tríodo generando distorsiones por armónicos pares más acertadas a costa de reducir notablemente la potencia que entregan y de agravar la ineficiencia de la etapa, ya que este tipo de configuración limita la potencia máxima entregada por el pentodo en torno a un 30% de su potencia nominal, sin embargo en opinión del autor ese es el cometido de los previos del amplificador, con lo cual se está mermado la función principal de la etapa de salida que no es otra que proporcionar potencia.

—Configuraciones de salida más comunes en amplificadores de audio: *Push-pull*

Una configuración de salida en ***push-pull*** está compuesta por una o más parejas de válvulas de potencia que actúan en contrafase (sus señales de entrada están desfasadas 180°). De este modo cada uno de los dispositivos se ocupa de la amplificación de algo más de un semiciclo de la señal. Las dos salidas en contrafase se conectan de forma diferencial a la carga de tal forma que las componentes de señal se suman mientras que las componentes de distorsión debidas a la no linealidad de los dispositivos de salida se restan. Del mismo modo que ocurre con la distorsión, el ruido de la alimentación (*hum*) e interferencias inducidas en la etapa queda cancelado al estar presente en ambas ramas de la etapa de potencia. Un ejemplo de una implementación de este tipo de etapa de potencia se puede ver en la *Figura 1.6*.

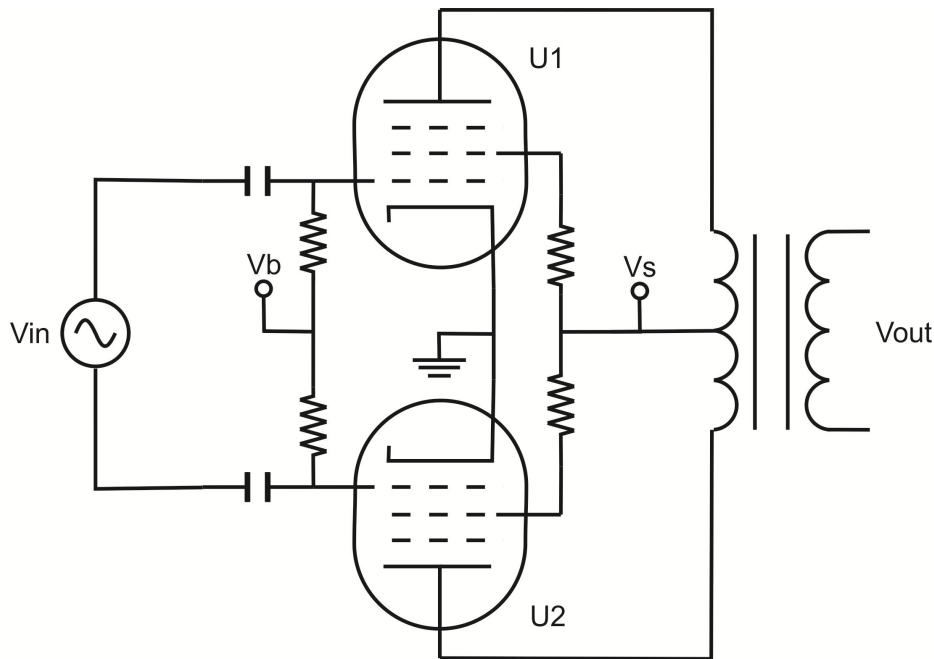


Figura 1.6. Ejemplo de etapa de salida en *push-pull*

Con estas propiedades el resultado obtenido es una respuesta lineal, de muy baja distorsión y eficiente ($\approx 75\%$) por medio de una implementación muy sencilla. Aunque en su zona de trabajo lineal el resultado de esta etapa de potencia es óptimo, al igual que ocurre con las etapas de potencia *single-ended* en modo pentodo cabe destacar nuevamente que generalmente no es deseable provocar que la etapa trabaje en su zona no lineal o de saturación. Esto produciría armónicos impares de alto orden desentonados musicalmente con la fundamental, y este tipo de distorsiones no deseables en el caso de las etapas en *push-pull* está acentuado por el hecho de que todo armónico de orden par que pudieran generar los dispositivos que lo componen es idealmente cancelado en la salida por la etapa.

-Transformador de salida:

La necesidad de utilizar un transformador de salida en la etapa de salida radica en que generalmente la corriente que las válvulas de potencia que la componen son capaces de suministrar es limitada a pesar de trabajar con altas tensiones, por tanto un transformador de salida es la solución lógica de este tipo de etapas, que adapte las altas impedancias de salida de las válvulas de potencia a las especificaciones de los altavoces.

Los transformadores de salida por tanto se incorporan en la parte de señal del amplificador, lo cual no sería relevante si el transformador fuera un componente ideal, pero en ocasiones ésto está lejos de la realidad, por tanto puede tener un fuerte impacto sobre la respuesta tímbrica de la etapa de potencia y el amplificador de guitarra.

El diseño de un transformador de salida comprende enfrentarse e intentar minimizar problemas de pérdidas en el núcleo, histéresis (pérdidas directamente proporcionales a la frecuencia), corrientes de Foucault (proporcionales al cuadrado de la frecuencia), pérdidas en los bobinados, saturación del núcleo, inductancia de fuga, capacidades parásitas entre bobinados, distorsión armónica simétrica, etc. Todos estos efectos dependen de los materiales utilizados, de sus curvas de magnetización y de la geometría del transformador, por tanto el diseño de estos dispositivos y su respuesta es algo muy complejo y debe ser optimizada para cada tipo de montaje y modelo de válvula a utilizar.

Existen multitud de manuales y artículos sobre los efectos sobre la señal del transformador de audio según sean sus condiciones de trabajo, pero debido a su extensión y complejidad no serán cometidos de este documento. Es posible leer más sobre transformadores de salida en [Rgk99], [Joh03], [Mor03] y [Irm02].

1.2. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DEL AMPLIFICADOR OBJETO DEL PROYECTO

1.2.1. INTRODUCCIÓN

Una vez descritas la estructura clásica de un amplificador a válvulas para guitarra eléctrica y las principales funciones de cada uno de sus elementos [1.1. *Estructura básica de un amplificador para guitarra eléctrica*] a continuación se definen las especificaciones de diseño concretas del amplificador de guitarra eléctrica objeto de éste proyecto.

Éste se basará en esa estructura clásica de un amplificador de guitarra eléctrica constando en este caso con dos canales o previos independientes, de este modo será posible determinar una cantidad de ganancia y respuesta en frecuencia específica e independiente. Las válvulas utilizadas en el previo serán distintas variantes de las 12AX7. Esta válvula es un doble triodo de alta ganancia en tensión caracterizada por acentuar los efectos del “sonido valvular” tales como la creación de armónicos pares o su característica curva de compresión de ganancia. Este modelo de válvula es, de hecho, la responsable de la mayoría de los previos de los amplificadores de guitarra eléctrica clásicos y actuales de media y alta ganancia.

Incorpora un lazo de efectos para proporcionar mayor flexibilidad en la configuración y colocación de efectos externos dentro de la cadena de señal.

La etapa de potencia entregará 50W sobre una carga de 4 u 8 ohmios y estará conformada por parejas de válvulas 6L6 en configuración de salida *push-pull* operando en clase AB.

1.2.2. ESPECIFICACIONES INICIALES

De acuerdo con el pliego de condiciones [10. *Pliego de condiciones*] se reproducen a continuación las especificaciones iniciales del amplificador:

- Previo con tres canales: Limpio, *Crunch* y *Lead* (2 canales independientes).
- Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.
- Lazo de efectos en serie 100% valvular.
- Ecualizador de 3 bandas (Agudos, Medios y Graves).
- Etapa de potencia de 50W @ 4 u 8 ohmios.

El diagrama básico de bloques puede observarse en la *Figura 1.7: Diagrama de bloques*.

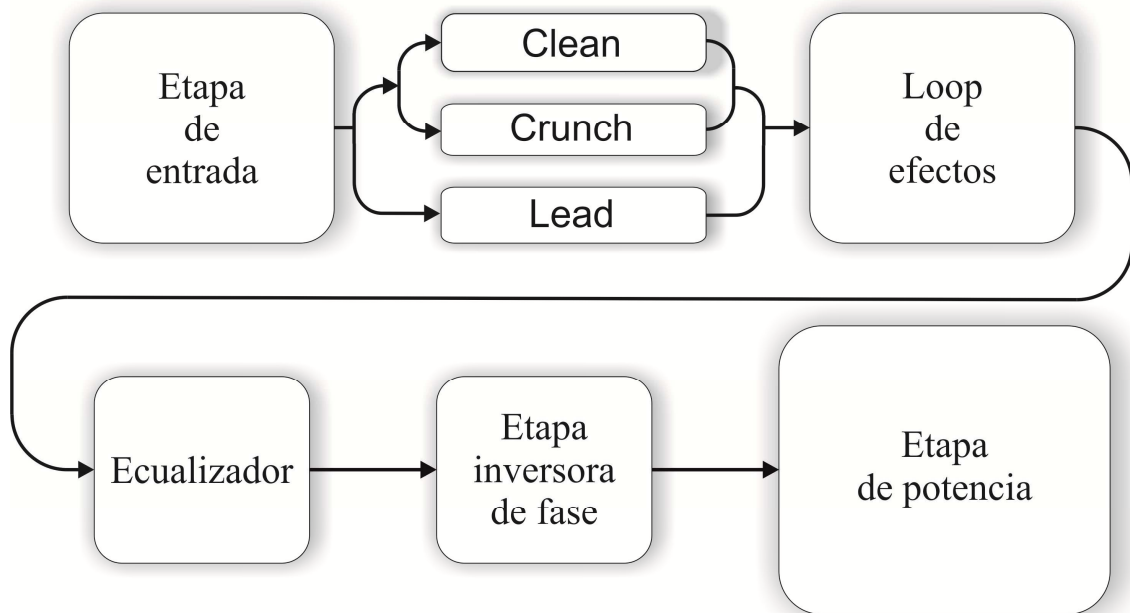


Figura 1.7: Diagrama de bloques.

1.2.3. ETAPA DE ENTRADA: CONSIDERACIONES INICIALES

Debido a que la función de esta etapa es proporcionar una alta ganancia en tensión a la señal de entrada sin introducir distorsiones considerables, es necesario tener en cuenta una serie de consideraciones.

Una de las medidas de mayor importancia consiste en seleccionar una válvula de vacío cuya relación señal ruido sea óptima de tal modo que el ruido presente en el previo, una vez amplificada la señal de entrada, sea el mínimo posible. Esta medida es particularmente necesaria en esta etapa ya que la válvula de esta posición trabaja con muy altas ganancias y señales de baja amplitud a la entrada. Para esto se ha seleccionado dentro de la familia de las válvulas 12AX7 la ECC83-S fabricada por JJ-Tesla®, cuya construcción es más compacta y robusta lo cual hace este dispositivo más inmune a las microfonías y presentado un mayor rechazo al ruido de fondo (a medida que la válvula envejece, la mecánica interna de la válvula va perdiendo robustez y consistencia y puede llegar a producir acoples internos y auto-oscilaciones). [Roc02], [Amp10]

El contenido armónico que introduce este modelo de válvula es menor que el de las 12AX7 estándar ya que este modelo de triodo proporciona una respuesta más cercana a la ideal. Esto suele no ser deseable para la mayoría de las posiciones del previo, sobre todo en las posiciones con grandes ganancias destinadas a la introducción de distorsiones donde se busca añadir riqueza tonal a la señal de entrada, sin embargo en la posición de la etapa de entrada esto no supone un problema.

1.2.4. CANAL LIMPIO: CONSIDERACIONES INICIALES

El primer previo del amplificador a válvulas que este proyecto aborda es el canal limpio. Es común encontrar un canal de este tipo en la mayoría de los amplificadores para guitarra eléctrica y su cometido no es tanto proporcionar ganancia a la señal de entrada como añadir riqueza tonal al sonido. Debido a que el resultado buscado es un sonido “fiel” al original, esto se conseguirá

únicamente haciendo trabajar a la etapa en zona lineal, pero en una zona relativamente cercana a la saturación.

Para ello se utilizará el segundo tríodo de la válvula JJ-Tesla® ECC83-S (responsable también de la etapa de entrada) ya que, como se ha comentado con anterioridad presenta una mejor relación señal ruido y mejor inmunidad a las microfonías y esto es deseable en un canal de este estilo, donde no existen distorsiones considerables que ayuden a “camuflar” el posible ruido presente al oído del guitarrista. [Roc02],[Amp10]

Se implementará también un potenciómetro que permita seleccionar la amplitud de la señal de entrada y con ello el hecho de que el canal limpio trabaje en mayor o menor medida en pequeña señal. De este modo la distorsión introducida por la etapa podrá ser seleccionada dentro de un rango. La distorsión generada por el canal limpio se limita únicamente a la generada por el tríodo en su zona de trabajo lineal, pues la saturación no es el objetivo de este canal.

Respecto a la ecualización presente en este canal cabe destacar la búsqueda de una respuesta con una mayor presencia en agudos que otros preamplificadores, incorporándose filtros que funcionan como realce de éstos, denominados *treble boosters*, cuya banda de actuación comienza entre los 600Hz y 1,5KHz. Esto es así debido a que generalmente este tipo de previos, al trabajar con bajas distorsiones, no introducen tanta cantidad de armónicos en altas frecuencias en contraste con previos que trabajan con grandes saturaciones. Por tanto, el previo del canal limpio puede parecer sonar más “apagado” u “opaco”, lo cual se puede evitar realizando los armónicos de alta frecuencia naturales del instrumento, consiguiendo un sonido más “brillante”, que se adecua en mayor medida a los requerimientos expuestos en el pliego de condiciones [10.1.3.1-Condiciones del Canal Limpio]. De esta forma se obtiene un sonido más homogéneo entre los distintos previos del amplificador.

1.2.5. CANAL CRUNCH: CONSIDERACIONES INICIALES

El segundo canal que comprende el amplificador es un canal cuyo cometido es introducir unos niveles leves de distorsión por saturación, conformando lo que coloquialmente en el mundo de la guitarra se denomina un canal *Crunch*.

Agregando a la señal este tipo de distorsión leve se consigue un rango de sonidos que comprenden desde un limpio más “áspero” hasta sonidos más “afilados y crujientes” en función de la cantidad de ganancia introducida y de la intensidad con la que es tocado el instrumento.

Aunque este tipo de descripción puede considerarse un poco ambigua o poco precisa, son términos típicos dentro del mundo de la amplificación para guitarra eléctrica y que resultan bastante intuitivos para un músico. Para clarificarlo se podría hablar de que este tipo de distorsiones suaves por saturación son las características de géneros musicales como el “rock”, el “blues” o el “funk”, especialmente en las bases rítmicas.

Para conseguir este resultado se ha decidido trabajar sobre el canal limpio, desactivando un divisor resistivo, de tal modo que la amplitud de señal que encontramos en la rejilla del tríodo es mayor, y se fuerza a la válvula a entrar en zona de saturación en un semiciclo de la señal. Esta distorsión es por tanto asimétrica (generadora de armónicos pares) y se trata de un recorte suave (*soft-clipping*) por lo que, el espectro de distorsión obtenido no se extiende generalmente a armónicos de alto orden. El resultado esperado es por tanto una distorsión mayoritariamente de segundo armónico como el mostrado en la *Figura 1.8*.

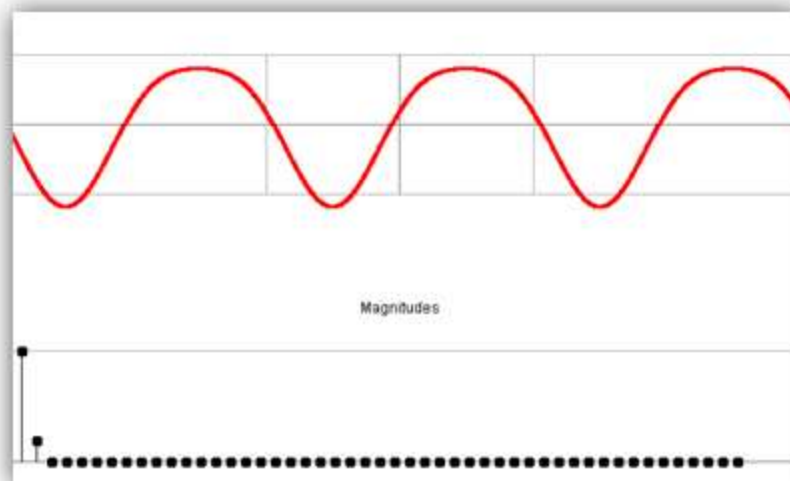


Figura 1.8. Espectro de distorsión ideal de una señal saturada (soft-clipping) asimétricamente [App01]

Nota: La fase correspondiente a los armónicos de la señal no es mostrada en las figuras debido a su poca relevancia desde un punto de vista musical, ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta.

Respecto a la ecualización presente en este canal, se trata básicamente de la misma presente en el canal limpio, al tratarse del mismo circuito, por tanto nuevamente existirá un realce de altas o *treble boosters*, cuya banda de actuación comienza entre los 600Hz y 1,5KHz. Esto es así debido a que generalmente este tipo de previos, al trabajar con bajas distorsiones (en contraste con el canal *lead*) no introducen tanta cantidad de armónicos en altas frecuencias. Por tanto, el previo del canal *crunch* puede parecer sonar más “apagado” u “opaco”, lo cual se puede evitar realzando los armónicos de alta frecuencia naturales del instrumento, consiguiendo un sonido más “brillante”. Este efecto sin embargo no es tan acusado como en el canal limpio. De esta forma se obtiene un sonido más homogéneo entre los distintos previos del amplificador.

Estos requerimientos expuestos se adecuan a las demandas presentadas en el pliego de condiciones [10.1.3.2 Condiciones del Canal Crunch].

1.2.6. CANAL LEAD: CONSIDERACIONES INICIALES

El tercer canal que se implementará para el amplificador de guitarra eléctrica es el canal denominado *Lead*. Este canal estará conformado por un previo encaminado a trabajar con altas ganancias, proporcionando unos rangos de saturación elevados lo que introduce elevados niveles de distorsión.

El sonido resultante está por tanto bastante alejado al sonido original o “fiel” que proporciona una guitarra eléctrica por sí sola, siendo este más compacto y comprimido, (al producirse un recorte en la señal de transición relativamente suave que afecta en gran porcentaje a la amplitud de un semiciclo) y “grueso” (al introducir distorsiones con un segundo, tercer y cuarto armónico de gran peso) incluso para niveles bajos de ganancia.

Este tipo de canales se caracterizan también por su baja dinámica, es decir, el sonido resultante dependerá en menor medida de la intensidad de interpretación del guitarrista, produciendo un

resultado más homogéneo. Al trabajar con un rango dinámico más estrecho a la salida y una alta ganancia el resultado obtenido dependerá en menor medida de la amplitud de entrada que por ejemplo en un canal limpio, donde los transitorios de mayores amplitudes generados por la intensidad de interpretación del guitarrista disponen de un rango de tensiones mayor para expandirse sin que se produzca un recorte de la señal. Al rango de tensiones de salida previo a la saturación se denomina *headroom*.

La mayoría de los sonidos de las guitarras solistas presentes en géneros musicales como el “rock”, “blues”, “hard-rock” o las bases rítmicas y guitarras principales de las distintas variantes del “heavy-metal” provienen de amplificadores valvulares con previos de alta ganancia de éste tipo.

Debido a las necesidades del canal se ha decidido realizar una implementación haciendo uso de un doble tríodo Sovtek® 12AX7WC. Este tipo de doble tríodo presenta un mayor factor de amplificación algo superior a la 12AX7 estándar, y una mayor dependencia de la resistencia interna de ánodo con la corriente de placa, es decir, presenta un mayor índice de distorsión asimétrica en su zona lineal que, por ejemplo la JJ-Tesla ECC83-S® [Roc02], [Amp10], utilizada en la etapa de entrada y el canal limpio.

La distorsión presente desemboca en un sonido cálido y con carácter que ha sido el responsable de la reputación de éste tipo de tríodos para su aplicación en amplificadores de guitarra eléctrica. Por contra, en comparación con modelos como la válvula JJ-Tesla CC83-S® presenta una peor relación señal-ruido. [Roc02],[Amp10][Amp10]. Una solución de compromiso sería el uso del doble tríodo Sovtek® 12AX7LPS, cuya construcción presenta un filamento en forma de espiral y una mayor superficie de placa, lo cual según el fabricante hace éste doble tríodo más inmune a interferencias y ruidos que puedan inducirse magnéticamente. Sin embargo este dispositivo se descartó para esta posición debido a su limitada tensión máxima de placa (200V).

El motivo de esta implementación no es sólo conseguir un nivel mayor de distorsión al generado por el canal *crunch* sino también obtener un resultado sonoro distinto, acorde a la descripción expuesta.

Respecto a la ecualización, como es común en este tipo de previos, suelen presentar una respuesta en frecuencia más extendida en agudos en contraste con otras etapas como el canal limpio o *crunch* en este proyecto. La razón de tal efecto es debida a que, al presentar una fuerte distorsión por saturación introduce una mayor cantidad de armónicos de alto orden en todo su ancho de banda, por lo que lógicamente el ancho de banda de la señal tiende a ampliarse en altas frecuencias. Esta diferencia suele desencaminar en un sonido demasiado “afilado y áspero”, sobre todo si se compara con el presente en otros canales, por lo que es común la implementación de un filtro de paso-bajo, cuya frecuencia de corte suele situarse entre 1,3KHz (frecuencia fundamental más aguda producida por la guitarra eléctrica) y 3,5KHz (frecuencia más aguda producida por la guitarra eléctrica incluyendo los armónicos de mayor peso). Con esta configuración de filtro se consigue atenuar el efecto comentado, obteniendo una respuesta en frecuencia más homogénea entre canales del amplificador.

Como se puede comprobar en [10.1.3.3 Condiciones de Canal Lead], los requerimientos expuestos se adecuan a las demandas presentadas en el pliego de condiciones.

1.2.7. LAZO DE EFECTOS: CONSIDERACIONES INICIALES

Debido a la necesidad de incorporar efectos externos dentro de la cadena de audio, es necesaria la implementación de un lazo de efectos. De entre las posibles soluciones existentes se ha seleccionado un “lazo en serie” ya que, debido a su simplicidad y a la funcionalidad principal de uso

es la solución óptima. Este tipo de montaje es común en amplificadores clásicos valvulares como los Soldano® o algunos modelos de Fender®. El diagrama básico de su funcionamiento puede observarse en la *Figura 1.9*.

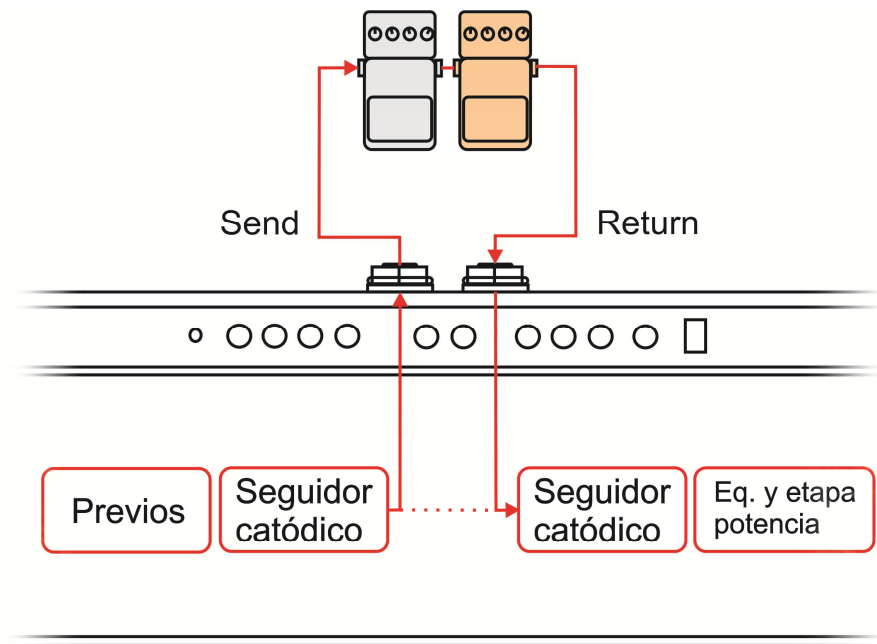


Figura 1.9. Seguidor de cátodo en el lazo de efectos.

Para proporcionar un lazo que permita introducir módulos de efectos dentro de la cadena de audio procurando que estos no modifiquen los puntos de trabajo, ganancias y respuesta en frecuencia del amplificador es necesaria la utilización de ciertos sistemas específicos. La respuesta más lógica para abordar este problema consiste en la utilización de una configuración de seguidor de cátodo o *cathode follower*.

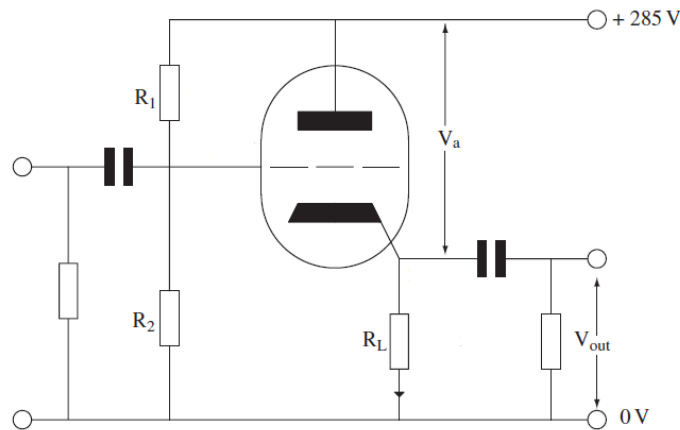


Figura 1.10. Ejemplo de configuración de seguidor de cátodo [Mor03]

Estos requerimientos expuestos se adecúan a las demandas presentadas en el pliego de condiciones [10.1.4 Condiciones del lazo de efectos]

1.2.8. ETAPA INVERSORA DE FASE: CONSIDERACIONES INICIALES

Debido a los requerimientos del amplificador es necesario implementar una etapa inversora de fase con el fin de producir una salida diferencial con la que sea posible atacar la configuración en *push-pull* de la etapa de potencia por las situada a continuación.

El circuito básico es comúnmente conocido como “amplificador diferencial”, lo cual significa que amplifica la diferencia de voltaje existente entre dos entradas. Técnicamente se trata de un amplificador de entrada diferencial y salida diferencial, con una determinada ganancia donde se producen señales idénticas en voltaje, pero una se encuentra invertida o desfasada 180° con respecto a la otra. Esto, junto a la posibilidad de introducir una red de realimentación son los únicos cometidos de la etapa inversora de fase, por lo que no se tendrá en cuenta ningún requerimiento de distorsión o respuesta en frecuencia. Su influencia sobre el tono final característico del amplificador es por tanto mínima.

El tipo de inversor de fase presente en los amplificadores de válvulas para guitarra eléctrica es el denominado *long-tail pair*, el cual presenta, especialmente en etapas de potencia con realimentación negativa, una excelente linealidad y una mejora significativa del factor de amortiguamiento o *damping*.

El factor *damping* hace referencia a la capacidad de la etapa de potencia para controlar el movimiento del cono del altavoz una vez que desaparece la señal original, es decir, cuanto mayor sea este factor, mayor será la capacidad del amplificador para detener las resonancias del cono una vez ha desaparecido la señal original. [Cro98]. Por tanto este circuito evita las sobreoscilaciones en el cono del altavoz producidas por las bajas frecuencias, generando unos graves más “definidos y compactos”.

1.2.9. ETAPA DE SALIDA: CONSIDERACIONES INICIALES

El elemento final en la cadena de amplificación es la etapa de salida, la cual es la encargada de amplificar la señal procedente de los previos y suministrar la potencia suficiente a la carga. Para este diseño se ha optado por una etapa de potencia en configuración *push-pull* y clase de operación AB. Esta disposición ha sido seleccionada debido a las principales ventajas que presenta, cumpliendo con ello con los requerimientos expuestos en el pliego de condiciones [10.1.6 Condiciones de etapa de potencia] .

En primer lugar, el circuito trabaja con una señal de entrada doble en contrafase, siendo la señal amplificada por parejas de válvulas seleccionadas para ser virtualmente idénticas y que son dispuestas en oposición. Esto es, que una válvula se encarga de amplificar los semiciclos positivos de la señal mientras que su pareja hace lo propio con los negativos. Este tipo de configuración presenta una serie de ventajas.

En segundo lugar, al ser su entrada diferencial toda señal común presente en su entrada no será amplificada, proporcionando al sistema de cierta inmunidad ante ruidos e interferencias. Lo mismo ocurre con la cancelación del ruido de red (*hum*), el cual, al estar presente en ambas ramas de la etapa queda cancelado a la salida del sistema.

Otra consecuencia de esta amplificación diferencial es que, al trabajar con parejas de válvulas idealmente iguales, toda distorsión no lineal estará presente en ambos dispositivos y tampoco será reflejada en la señal de salida. Esto es especialmente útil en el caso de los pentodos de potencia, cuyas distorsiones tienen la desventaja de extender el espectro con armónicos de alto orden tanto

pares como impares [5.3.4.1 Distorsión en pentodos y tetrodos de haces dirigidos] los cuales son sensiblemente más identificables por el oído humano y por tanto poco deseables.

También cabe destacar que el menor consumo y mayor eficiencia de este tipo de etapas permite transferir una mayor potencia a la salida que otro tipo de etapas y configuraciones, como es el caso de las etapas single-ended en clase A, también muy comunes en las etapas de potencia de los amplificadores valvulares de guitarra eléctrica.

Las válvulas de potencia seleccionadas para ésta etapa serán las Sovtek® 6L6WXT+. Las 6L6 son tetrodos de haces dirigidos capaces de entregar 25W (30W_{máx}) de salida y son todo un referente en las etapas de potencia de este tipo de amplificadores. Musicalmente se caracterizan por colorear sutilmente el sonido de una manera característica y por presentar una mejor respuesta en bajas frecuencias que otros dispositivos similares. Estas válvulas son un claro referente del llamado “sonido americano”. [1.1.6.1 Válvulas de potencia]).

La necesidad de un transformador, que adapte las altas impedancias de salida de las válvulas de potencia a la baja impedancia de carga se debe a la baja corriente y alta tensión de trabajo presentes en estos dispositivos, la cual contrasta claramente con los requerimientos de los altavoces, a los que se les suministran potencias con bajas tensiones y altas corrientes. Para esta función se ha seleccionado un transformador Hammond® 1650T, especialmente diseñado para amplificadores en *push-pull* con 4 ó 6 valvulas 6L6, EL34, 6550B ó KT88. Este transformador presenta una impedancia en el primario de 1900 Ω C.T. y dispone bobinados dedicados a entregar su plena potencia sobre cargas de 4, 8 ó 16 Ω .

DISEÑO DEL AMPLIFICADOR OBJETO DEL PROYECTO

2.1. DESARROLLO TÉCNICO DEL PROYECTO

2.1.1. INTRODUCCION

Los siguientes apartados comprenden el diseño y el desarrollo técnico del proyecto en función de los objetivos, requerimientos y especificaciones del mismo descritas en [1.2 Especificaciones de diseño del amplificador objeto del proyecto] [10. Pliego de condiciones] Así mismo, este diseño se encamina a conseguir un resultado sonoro concreto, el cual es definido en dichos apartados junto a las medidas a llevar a cabo para la obtención de los objetivos deseados.

Tanto los circuitos como los diseños empleados en el amplificador responden a circuitos clásicos de guitarra eléctrica adaptados a estos requerimientos concretos.

Los principales aspectos abarcados en los siguientes capítulos comprenden principalmente una serie de consideraciones iniciales, descripciones de las topologías empleadas, el cálculo de rectas de carga, puntos de polarización, trabajo en pequeña señal, respuesta en frecuencia y estimación de distorsión.

Los elementos que serán tratados a continuación, conformando estos la totalidad del amplificador, son clasificados en las siguientes categorías:

- Etapa de entrada.
- Previos: Canal Limpio.
- Previos: Canal *Crunch*.
- Previos: Canal *Lead*.
- Lazo de efectos.
- Ecualizador.
- Etapa inversora de fase.
- Etapa de salida.
- Fuente de alimentación.

El diagrama básico de bloques puede observarse en la *Figura 2.1. Diagrama de bloques*

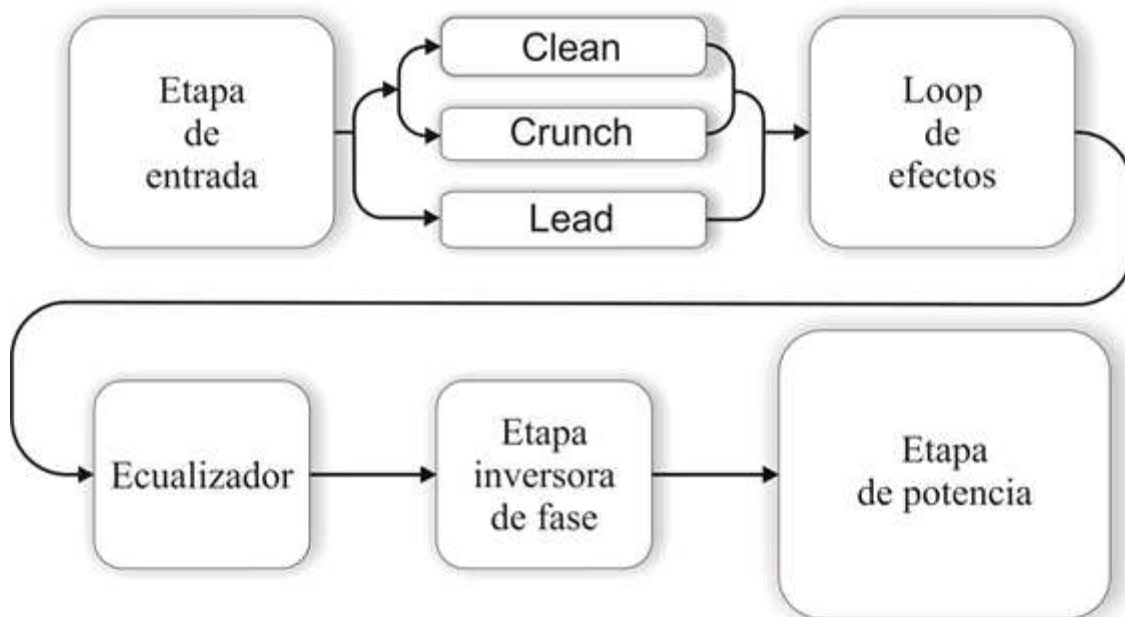


Figura 2.1. Diagrama de bloques

La selección concreta de materiales que requieren criterios específicos, tales como resistencias y condensadores presentes en la parte de señal del amplificador, está expuesta en el anexo [6.1.5 .Selección de componentes] [6.2.8. Selección de componentes].

2.1.2. ETAPA DE ENTRADA

-Consideraciones iniciales

Debido a que la función de esta etapa es proporcionar una alta ganancia en tensión a la señal de entrada sin introducir distorsiones considerables, se ha seleccionado una válvula que cumpla con ambos criterios.

El dispositivo seleccionado es la válvula ECC83-S fabricada por JJ-Tesla®, cuyas diferencias y características específicas así como los criterios de selección son expuestos en [1.1.2. Etapa de entrada: Consideraciones iniciales]. Para más información consulte sus hojas de datos [9. Hojas de datos]

Otras consideraciones especiales de montaje y distribución pueden ser consultadas en [2.2 .Consideraciones especiales de implementación y distribución]

-Esquemático y topología

La etapa de entrada presentará una topología de cátodo común con polarización por cátodo. Para suministrar la ganancia requerida en pequeña señal y frecuencias medias (aproximadamente 40db) se implementará un condensador de desacoplo de cátodo C1. El circuito correspondiente puede consultarse en la *Figura 2.2. Esquemático inicial etapa de entrada*

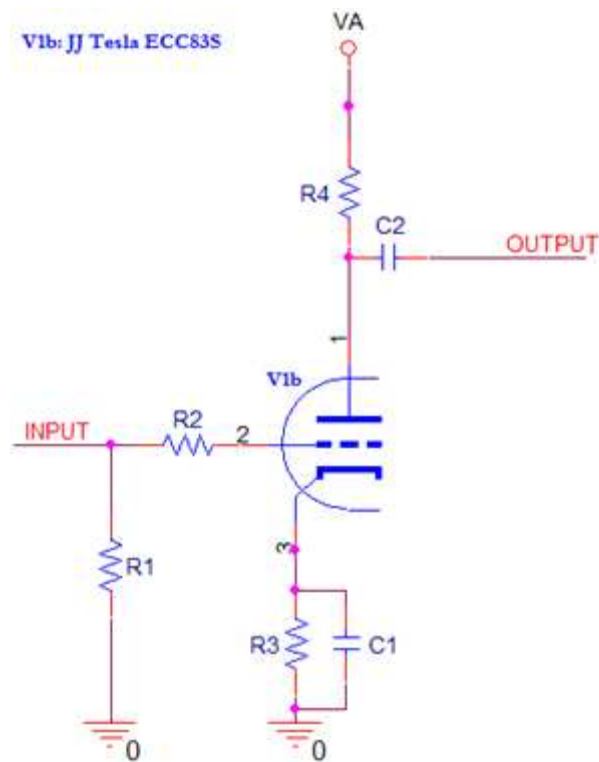


Figura 2.2. Esquemático inicial etapa de entrada

-Punto de polarización

El triodo que conforma esta etapa (V1b) será polarizado en zona lineal y se debe tratar de mantener el punto de polarización de la salida (tensión de ánodo V_p) aproximadamente centrado en la mitad de la tensión de alimentación de la etapa, de tal modo que se aproveche al máximo el rango dinámico de la válvula, manteniéndose alejado de la zona de saturación.

En este caso, según el criterio de conseguir una respuesta lineal se trabajará con una alimentación (VA) de aproximadamente 360V y una resistencia de placa $R_p=220K$ (R4). Ese valor de resistencia de ánodo consigue que el triodo trabaje con corrientes más reducidas lo que desemboca en una menor distorsión no lineal. La recta de carga puede ser calculada (Figura 2.3):

$V_a=360V$	@	$I_a=0A$
$I_a \approx 1,65mA$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -4,58\mu S \cdot V_a + 1,65mA \text{ (ec: 1)}$$

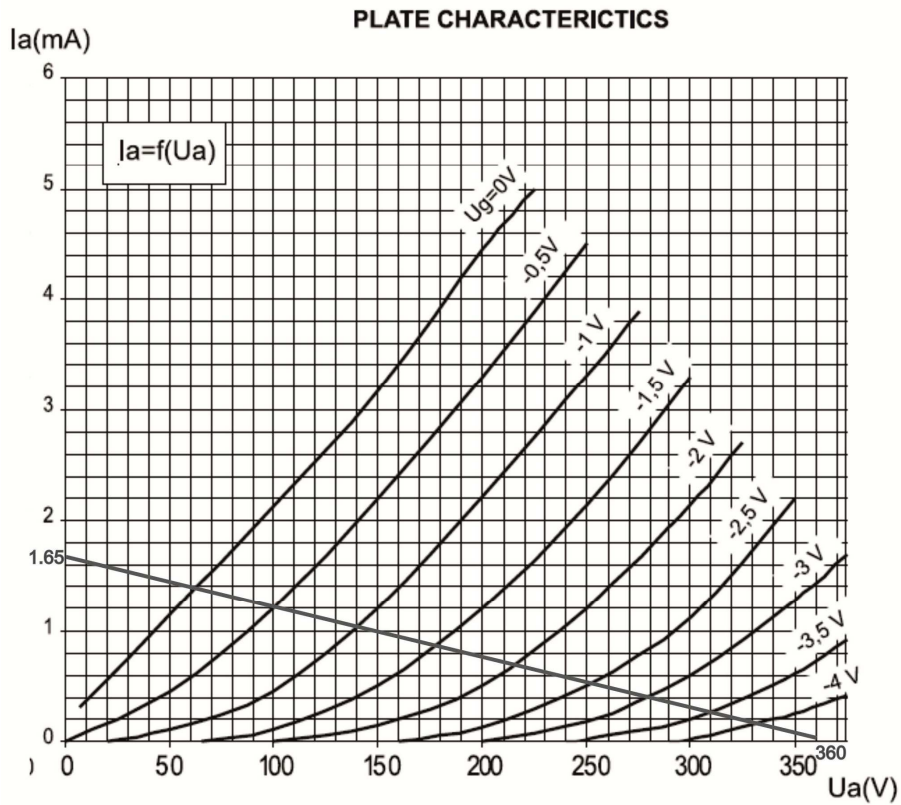


Figura 2.3. Recta de carga de V1b (ECC83-S)

Ahora es necesario fijar el punto de trabajo de la etapa a través de la resistencia de cátodo, que como se ha comentado anteriormente dentro de este apartado, éste debe aprovechar en la medida de lo posible el rango de salida de la válvula, maximizando la zona lineal. Para ello el punto óptimo de polarización se encontraría en $V_p = V_a/2 = 180V$, lo cual nos proporciona los siguientes datos:

$V_g \approx 1,5V$	@	$V_a = 180V$
$I_a \approx 0,83mA$	@	$V_a = 180V$

Por tanto es posible determinar que para situarse sobre el punto de trabajo requerido la tensión entre la rejilla de control y el cátodo (V_g) debe ser aproximadamente igual a $-1,5V$. Para ello, considerando la corriente de cátodo aproximadamente igual a la corriente de placa es posible deducir:

$$R_k = R_3 = \frac{V_g}{I_a} = \frac{1,5}{0,83m} = 1,8K\Omega$$

El punto de trabajo resultante puede verse representado gráficamente en la Figura 2.4.

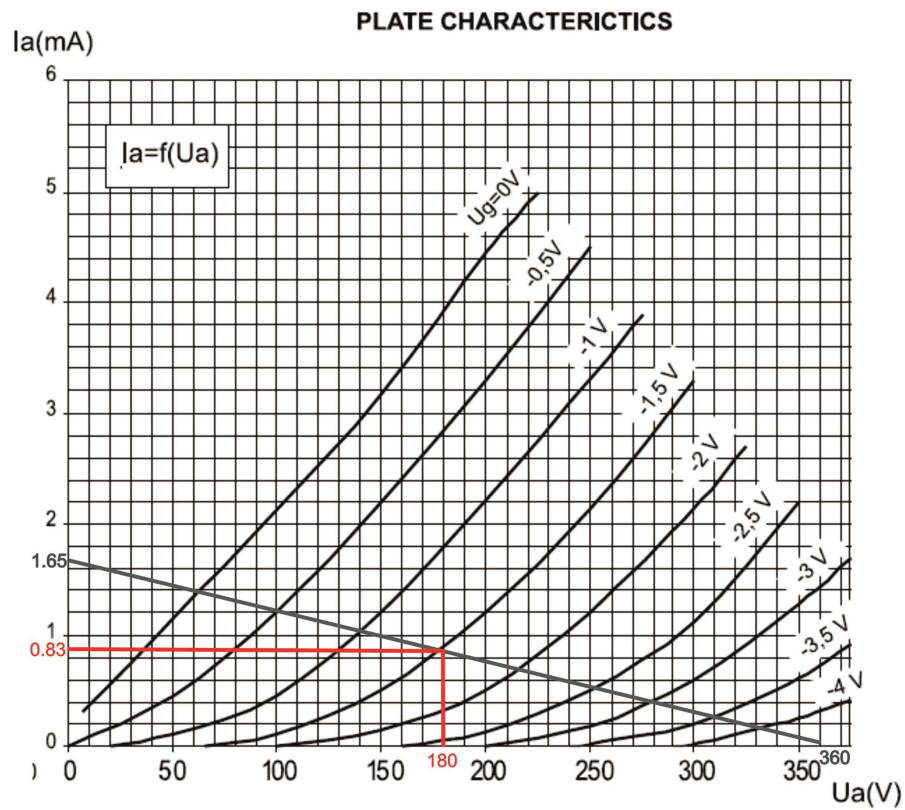


Figura 2.4. Punto de trabajo de V1b (ECC83-S)

-Trabajo en pequeña señal: CEPS Etapa de entrada

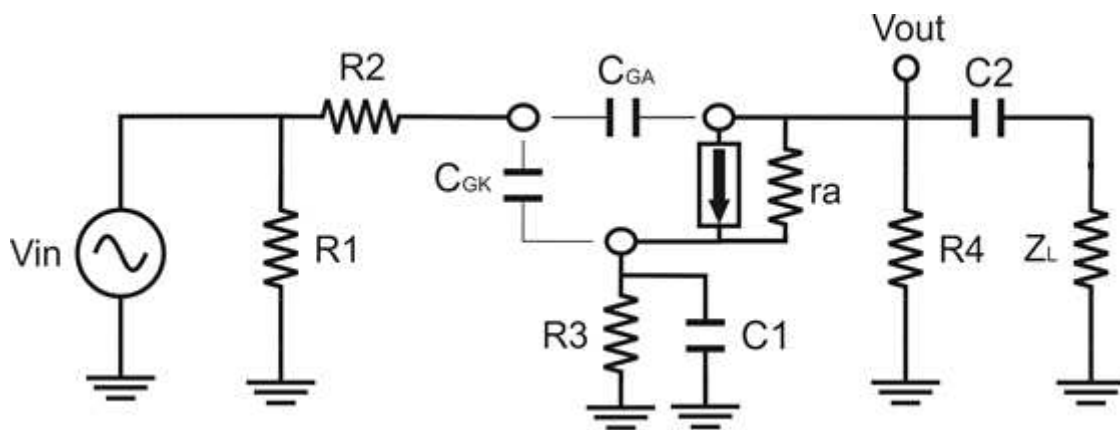


Figura 2.5: CEPS Etapa de entrada

-Trabajo en pequeña señal: Ganancia

La ganancia de la etapa de entrada, viene determinada exclusivamente (debido al condensador de desacoplo de cátodo) por la resistencia de placa y la transconductancia del triodo, tal y como indica

la expresión *Resultado 7.1*. El desarrollo matemático en pequeña señal que entrega este resultado puede observarse en [7.1.1.2 .Ganancia etapa de entrada]

$$\Delta V_1 = -gm \cdot R4 \parallel ra \quad \text{Resultado 7.2}$$

Por lo que, el hecho de determinar una resistencia $R4=220K$, según los requerimientos de la recta de carga, nos proporciona una ganancia $AV_1=80,3V/V$, considerando la transconductancia, y resistencia anódica (ra) indicada en la hoja de datos del triodo JJ Tesla® ECC83S, $gm=1600\mu S$, $ra=62,5K$. Esto en términos en decibelios es:

$$\Delta V_1[dB] = 20 \cdot \text{Log}(80,3) \approx 38,09dB$$

Una ganancia aproximada de 40dB resulta óptima para adaptar las señales de entrada (a nivel instrumento) a voltajes mayores con los que trabajaran los previos. Esta ganancia determina que una variación en la amplitud de la señal de entrada de 200mV produciría una variación en la tensión de ánodo en torno a 16V.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de entrada

Debido a la baja tensión entregada por las pastillas de la guitarra eléctrica, es necesario que la impedancia de entrada elevada, de tal modo que la corriente demandada al instrumento sea mínima y siendo posible de este modo mantener la tensión inalterada. En el caso de la etapa de entrada esta impedancia viene determinada por la expresión *Resultado 7.2*.

$$Z_{IN.1} = R1 \quad \text{Resultado 7.2}$$

Pudiéndose despreciar la resistencia de salida del instrumento, en el caso de la etapa de entrada la impedancia de entrada está únicamente la resistencia $R1$ debido a que la corriente que circula por la rejilla de $V1b$ puede ser considerada despreciable. Por lo tanto es posible determinar un valor óhmico elevado para este componente sin afectar la correcta referencia de la rejilla de control a masa, por lo que se ha determinado $R1=1M$.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de salida

En el caso de la impedancia de salida de la etapa de entrada, es de nuevo la resistencia de placa $R4$ la responsable junto con la resistencia interna de la válvula $ra=62,5K$ [9.Hojas de datos], según indica *Resultado 7.3*. Por lo que el valor de está queda fijado en $220K \parallel 62,5K \approx 50k$. Aunque lejos de la idealidad debido a su elevado valor es común en una configuración de cátodo común.

$$Z_{out.1} = R4 \parallel ra \quad \text{Resultado 7.3.}$$

$$Z_{out.1} = 220K \parallel 62,5K \approx 50k$$

-Respuesta en frecuencia: Bajas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en bajas frecuencias de la etapa de entrada son aquellos que configuran filtros de tipo paso-alto, siendo estos elementos **C2** y **C1** y las impedancias equivalentes que éstos observan. Estas modificaciones en frecuencia se deben a la introducción de un polo y un cero por cada uno de los condensadores anteriormente nombrados. Cada uno de estos condensadores introduce un polo (responsable de un efecto de decremento de la ganancia en función de la frecuencia de -20dB/dec) y un cero (incrementando la ganancia en función de la frecuencia +20dB/dec).

- En el caso de **C2** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.22 y Resultado 7.23. El desarrollo matemático que entrega estas expresiones está disponible en [8.2.1. Etapa de entrada]

$$Z_{C2} = R4 \parallel ra + (Z_{IN.cl} \parallel Z_{IN.ld1}) \text{ (Limpio)} \quad \text{Resultado 7.22}$$

$$Z_{C2} = R4 \parallel ra + (Z_{IN.cr} \parallel Z_{IN.ld1}) \text{ (Crunch)} \quad \text{Resultado 7.23}$$

Como se puede observar, la impedancia equivalente dependerá de si está activado el canal limpio o el *crunch* ya que existe una dependencia directa con la impedancia de entrada de la etapa. Sin embargo uno de los criterios de diseño de la etapa fue mantener una impedancia de entrada constante en cualquier situación, por lo que también la influencia del condensador C2 sobre respuesta en frecuencia se mantendrá constante esté o no activado el divisor resistivo que conforma el canal limpio o el *crunch*. $Z_{IN.cl} = Z_{IN.cr} = 970K$. También existe una dependencia con $Z_{IN.ld1} = 500K$.

$$Z_{C2} = 220K \parallel 62,5K + (970K \parallel 500K) = 298,67K$$

La función de C2 es la de condensador de desacoplo entre etapas, por lo que la única consideración a tener en cuenta es que su frecuencia de corte no influya en las bajas frecuencias, de tal modo que ha de seleccionarse un condensador de capacidad suficiente como para situar la frecuencia de corte en torno a 20Hz. Esta consideración es más que ideal, no solo porque considera audibles los 20Hz si no porque el sonido más grave emitido por la guitarra eléctrica se sitúa en torno a 82Hz.

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C2} \cdot C2}$$

$$20Hz = \frac{1}{2\pi \cdot 298,67K \cdot C2}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot 298,67K \cdot 20Hz} = 26nF \approx 22nF$$

- En el caso de **C1** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.21. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.1Etapa de entrada].

$$Z_{C1} = R3 \parallel \frac{(R4 \parallel Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra} \quad \text{Resultado 7.21}$$

$$Z_{C1} = R3 \parallel \frac{(220K \parallel 485K) + 62,5K}{1 + 1600\mu \cdot 62,5K} = 973\Omega$$

Donde Z_L es la impedancia observada desde la salida de la etapa ($Z_{in.cl} \parallel Z_{in.la} \approx 485K$).

La función que cumple este dispositivo es la de un condensador de desacoplo de cátodo, cuya función es aumentar la ganancia en pequeña señal en frecuencias medias. En este caso, además cumplirá la función de “refuerzo de media-baja frecuencia”(o atenuación de muy baja frecuencia), esto es que su polo será situado en torno a los 150Hz, de tal forma que se produzca lo que se denomina un desacoplo parcial de cátodo (*partial bypassed cathode*). Según este criterio el valor de C1 se puede calcular fácilmente como:

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C1} \cdot C1}$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C1} \cdot f_{C1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 973 \cdot 150} = 1,09\mu \approx 1\mu$$

El efecto de realzar o atenuar determinadas frecuencias en la primera etapa a partir del condensador de cátodo se denomina en el mundo de la amplificación como *voicing*, ya que estas alteraciones en frecuencia estarán presentes en el amplificador sea cual sea el previo seleccionado, configurando el sonido genérico y característico en bajas frecuencias del amplificador, independientemente del canal seleccionado.

-Respuesta en frecuencia: Altas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en altas frecuencias de la etapa de entrada son aquellos que configuran filtros de tipo paso-bajo, siendo estos elementos C_{GK} y C_{GA} y las impedancias equivalentes que éstos observan. Cada uno de estos condensadores introduce un polo (responsable de un efecto de decremento de la ganancia en función de la frecuencia de -20dB/dec) y un cero (incrementando la ganancia en función de la frecuencia +20dB/dec).

- En el caso de C_{GK} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.24. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.1 Etapa de entrada]

$$Z_{Cgk} = R2 + Rg \parallel R1$$

Resultado 7.24

Donde Rg es la impedancia de salida de la guitarra eléctrica debida a la resistencia que presenta el bobinado de las pastillas. Esta resistencia es más elevada para en las pastillas dobles o *humbuckers*, las cuales presentan una impedancia variable en función del modelo entre $4K\Omega$ y $10K\Omega$. Siguiendo el criterio de máxima restricción en frecuencia se ha considerado $Rg=10K$ para el cálculo de la frecuencia de corte producida por la capacidad parásita ($C_{Gk}=1,6pF$ según indica las hojas de datos técnicas del triodo JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]).

$$Z_{Cgk} = R2 + 10K \parallel 1M$$

$$f_{c_{Cgk}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{Cgk} \cdot C_{gk}}$$

$$f_{c_{Cgk}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R2 + 10K \parallel 1M) \cdot 1,6p}$$

Por tanto, es posible deducir que la función de la resistencia $R2$ (*grid-stopper*) es limitar el ancho de banda de la etapa en muy altas frecuencias con el fin de estabilizar el sistema y evitar la posible influencia de interferencias de otros sistemas (como por ejemplo las ondas de radio AM). La ausencia de $R2$ situaría esta frecuencia de corte en torno a los 10Mhz, siendo por tanto conveniente reducir esta frecuencia de corte al menos hasta 1Mhz-1,5Mhz. De este modo la influencia del polo introducido se mantiene imperceptible sobre las frecuencias de audio, sin que esto sea así en las muy altas frecuencias.

$$R2 = \frac{1}{2\pi \cdot 1,25M \cdot 1,6p} - 10K \parallel 1M = 69,5K$$

En los cálculos anteriores es posible observar la influencia de R2 sobre las altas frecuencias. De los posibles valores a seleccionar se ha elegido R2=68K, lo cual proporciona una respuesta en el rango de frecuencias deseadas.

- En el caso de C_{GA} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en las expresiones Resultado 7.25 y Resultado 7.26. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.1. Etapa de entrada]

$$Z_{Cga} = [R2 + (R1 || Rg)] + (R4 || ra || Z_{IN.cl} || Z_{IN.ld1}) \cdot [1 + gm(R2 + (R1 || Rg))]$$

(Limpio)

Resultado 7.25

$$Z_{Cga} = [R2 + (R1 || Rg)] + (R4 || ra || Z_{IN.cr} || Z_{IN.ld1}) \cdot [1 + gm(R2 + (R1 || Rg))]$$

(Crunch)

Resultado 7.26

Donde Rg es la impedancia de salida de la guitarra eléctrica (considerada 10K) y $Z_{IN.cl} = Z_{IN.cr} \approx 970K$ por lo que esta impedancia se mantiene constante independientemente de la selección del canal limpio o *crunch*. Los valores de gm y ra han sido tomados de las hojas de datos técnicas del triodo JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]

$$Z_{Cga} = [68K + (1M || 10K)] + (220K || 62,5K || 970K || 500K) \cdot [1 + 1600\mu \cdot (68K + (1M || 10K))]$$

$$Z_{Cga} = 83K$$

Por lo que, según este resultado la frecuencia de corte de la capacidad parásita Cga se localizaría fuera del rango de frecuencias audibles, como se puede observar mediante los cálculos a continuación.(Cga=1,7p)

$$f_{Cga} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{Cga} \cdot Cga}$$

$$f_{Cga} = 1,13MHz @ \alpha = 1$$

-Diagrama de Bode

A continuación en la *Figura 2.6* se hace uso de una representación de diagrama de Bode, obtenida mediante la herramienta de simulación PSPICE®, que comprende la respuesta en ganancia del sistema en función de la frecuencia. La fase no ha sido representada debido a su baja relevancia ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta [Vea06] y en un sistema en lazo abierto como el que comprende la etapa de entrada no supone problemas de estabilidad.

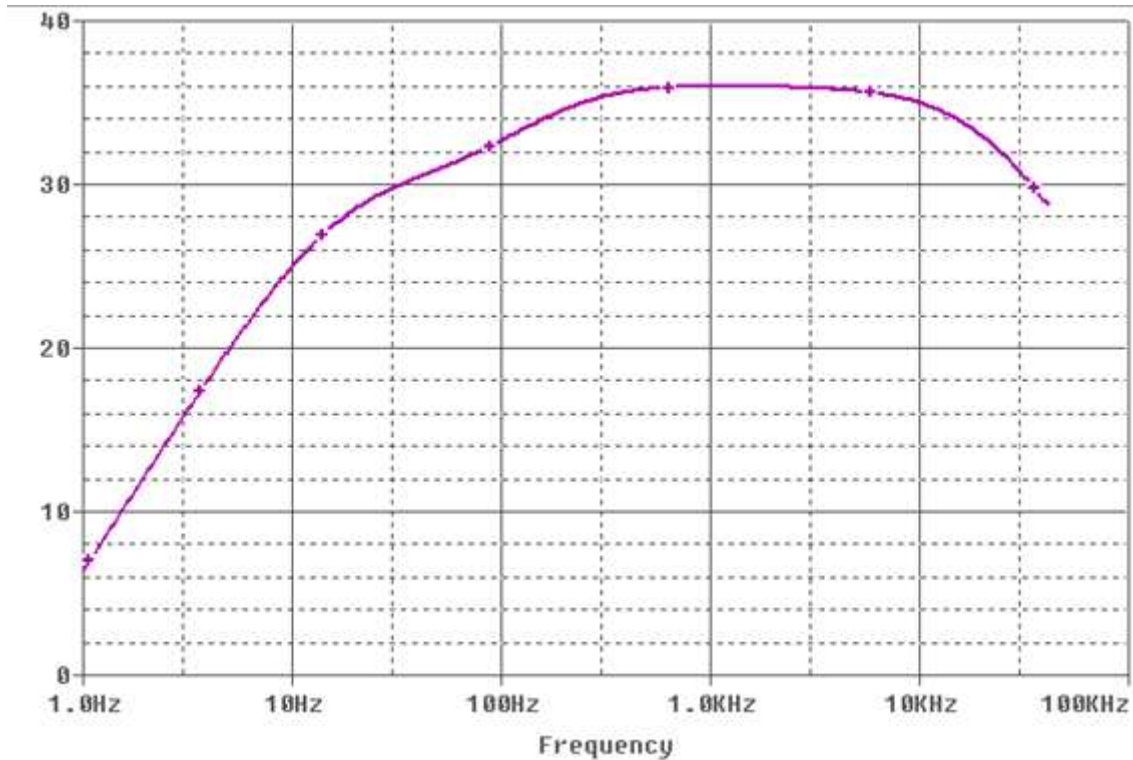


Figura 2.6. Respuesta en frecuencia de la etapa de entrada

-Distorsión

Debido a que la salida en tensión de salida de las pastillas de una guitarra eléctrica, en ningún caso supera 1Vrms (las pastillas dobles o *humbuckers* entregan unos 350mVrms de media) es posible determinar que la zona de trabajo en la que se encontrará actuando el triodo V1b será la representada en la *Figura 2.7* y, como se puede deducir de las la linealidad de las curvas comprendidas por la recta de carga, determinarán una señal de salida relativamente libre de distorsión.

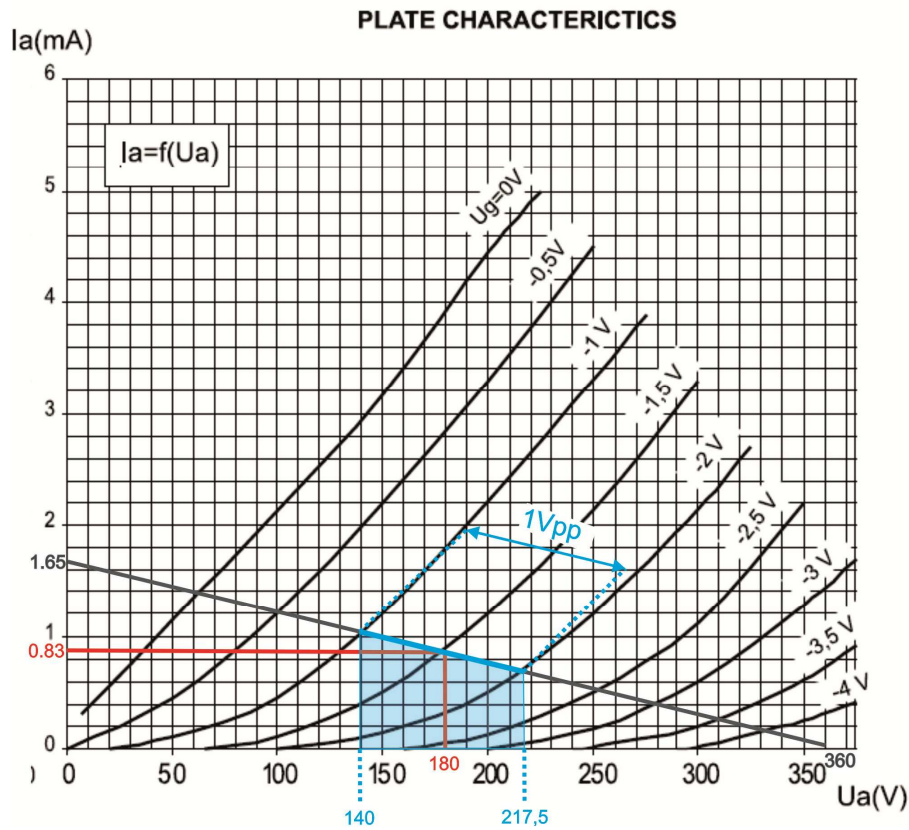


Figura 2.7. Zona de trabajo de V1b (ECC83-S)

A partir de las curvas de la gráfica es posible observar que la distorsión de segundo armónico inherente a la válvula en el punto de polarización [5.3.3.1. Distorsión genérica en triodos] podría calcularse en una primera aproximación en función de la compresión asimétrica de los semiciclos positivos y negativos, como [Lsf57]:

$$D2^o = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100 \quad (ec: 2)$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, por tanto:

$$D2^o = \frac{(180 - 140) - (217,5 - 180)}{2 \cdot [(180 - 140) + (217,5 - 180)]} \cdot 100 = 2,12\%$$

Una distorsión del 2,12% para una variación de 1 voltio de amplitud en la entrada y en este tipo de dispositivos es un resultado más que aceptable, sobre todo teniendo en cuenta las especificaciones de elevada ganancia que son requeridas a esta etapa.

2.1.3. PREVIOS: CANAL LIMPIO

-Consideraciones iniciales

El primer previo del amplificador a válvulas que este proyecto aborda es el canal limpio. El objetivo de este canal es añadir riqueza tonal al sonido únicamente haciendo trabajar a la etapa en zona lineal. El elemento responsable de esta etapa será la válvula JJ-Tesla® ECC83-S, concretamente el segundo triodo que integra el encapsulado, siendo el primero el responsable de la etapa de entrada.

Los criterios de selección llevados a cabo en función de los resultados sonoros deseados incluyendo el porqué del uso de éste triodo pueden ser consultados en [1.2.3. Canal limpio: Consideraciones iniciales].

La amplitud de la señal de entrada será modificada por medio de un potenciómetro y con ello el hecho de que el canal limpio trabaje en mayor o menor medida en pequeña señal, adecuando también por tanto la cantidad de distorsión introducida.

Otras consideraciones especiales de montaje y distribución pueden ser consultadas en [2.2.Consideraciones especiales de implementación y distribución]

-Esquemático y topología

El canal limpio presentará una topología de cátodo común con polarización por cátodo. Los elementos de esta etapa serán seleccionados para producir una ganancia en tensión cercana a la unidad y los requerimientos expuestos en [1.2.4. Canal limpio: Consideraciones iniciales]. El circuito correspondiente está representado en la Figura 2.8. Esquemático inicial canal limpio.

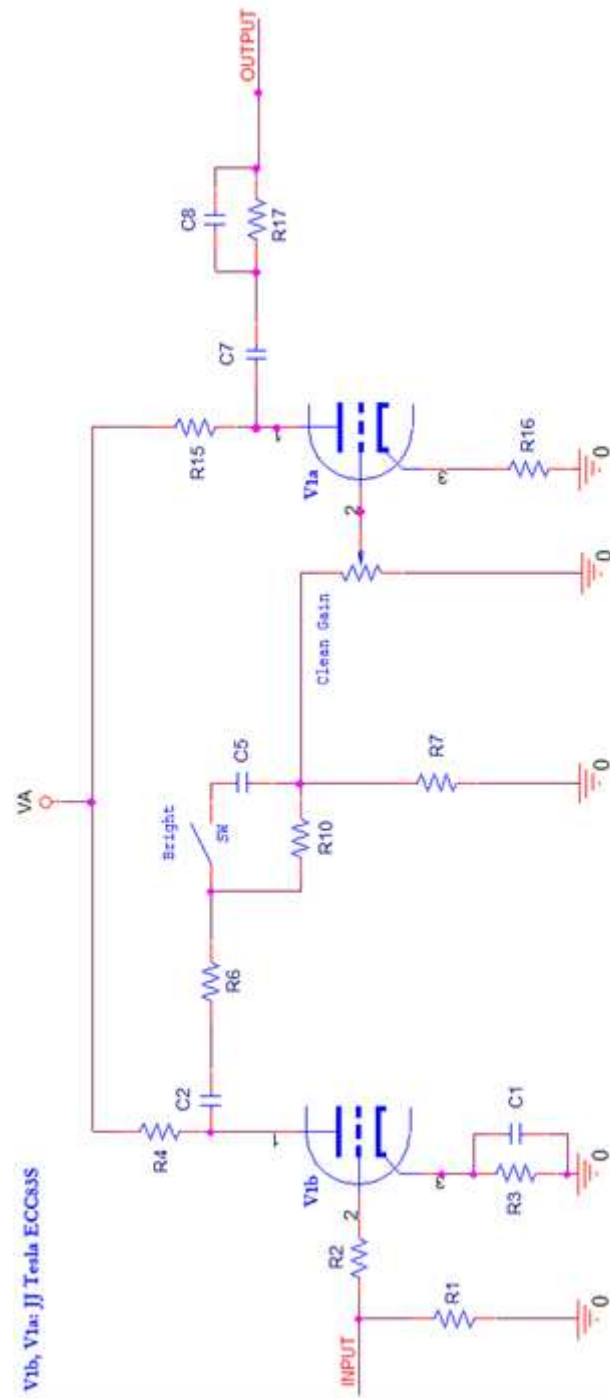


Figura 2.8. Esquemático inicial canal limpio

-Punto de polarización

La etapa de entrada presenta una configuración de cátodo común (polarización por cátodo), donde la válvula será polarizada en zona lineal. En este caso, el punto de polarización de la etapa se situará asimétricamente respecto a la tensión de alimentación, proporcionando una tensión continua de placa más ligeramente más cercana a ésta, que nuevamente será V_A . Con ésto se consigue que a medida que la señal de entrada aumente su amplitud, sus ciclos positivos se verán afectados levemente por la compresión de ganancia que se produce en esa zona (puede observarse en la *Figura 2.9* representada por la curvatura de la tensión de rejilla para valores cercanos a $V_A=360$) Esta leve distorsión asimétrica refuerza la ya de por si tendencia natural del triodo de generar armónicos pares, con lo cual se espera obtener un sonido que enriquece o como coloquialmente se denomina “engruesa” la señal de entrada en vez de únicamente limitarse a obtener una señal fiel de la original amplificada.

En una primera aproximación a la zona de trabajo deseada se utilizará una resistencia de placa $R_p=100K$ (R15) que junto a la tensión de alimentación V_A proporciona la siguiente recta de carga:

$V_A=360V$	@	$I_a=0A$
$I_a\approx 3,6mA$	@	$V_A=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -10\mu S \cdot V_A + 3'6mA \text{ (ec: 3)}$$

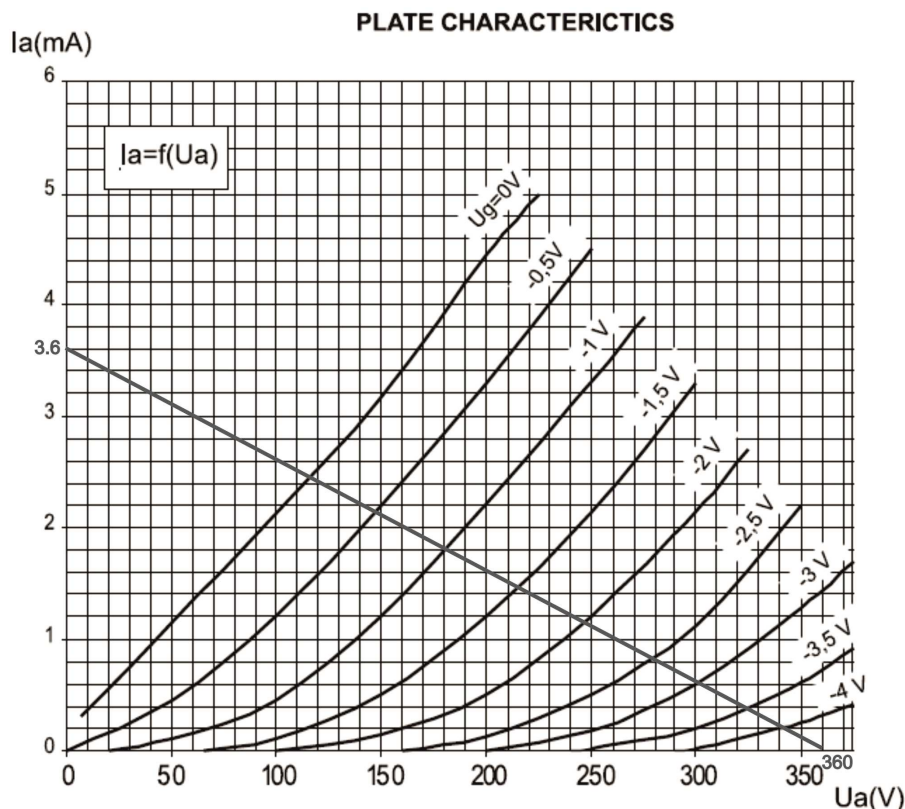


Figura 2.9. Recta de carga de 6V1a (ECC83-S)

El punto de trabajo de la etapa se fijará a través de la resistencia de cátodo, de tal modo que sea posible situar la señal de salida en el punto dentro de la recta de carga que cumpla las

especificaciones requeridas. En este caso será fijado en torno a los 260V. En ocasiones, determinar la cantidad necesaria de distorsión para producir el sonido deseado es complicado a priori pues depende de los gustos del usuario y de su percepción, por lo cual a pesar de implementar un potenciómetro para ajustar la ganancia de la etapa en ocasiones es necesario realizar ajustes en el punto de polarización una vez percibido el resultado de forma experimental

$V_g \approx -2,25V$	@	$V_a = 260V$
$I_a \approx 1mA$	@	$V_a = 260V$

Por tanto es posible determinar que para situarse sobre el punto de trabajo requerido la tensión entre la rejilla de control y el ánodo (V_g) debe ser aproximadamente igual a -2,25V. Para ello, considerando la corriente de cátodo aproximadamente igual a la corriente de placa es posible deducir:

$$R_k = R_{16} = \frac{V_g}{I_a} = \frac{2,25}{1m} = 2,25K\Omega \approx 2,2K$$

El resultado puede verse representado gráficamente en la *Figura 2.10. Punto de trabajo de V1a (ECC83-S)* a continuación.

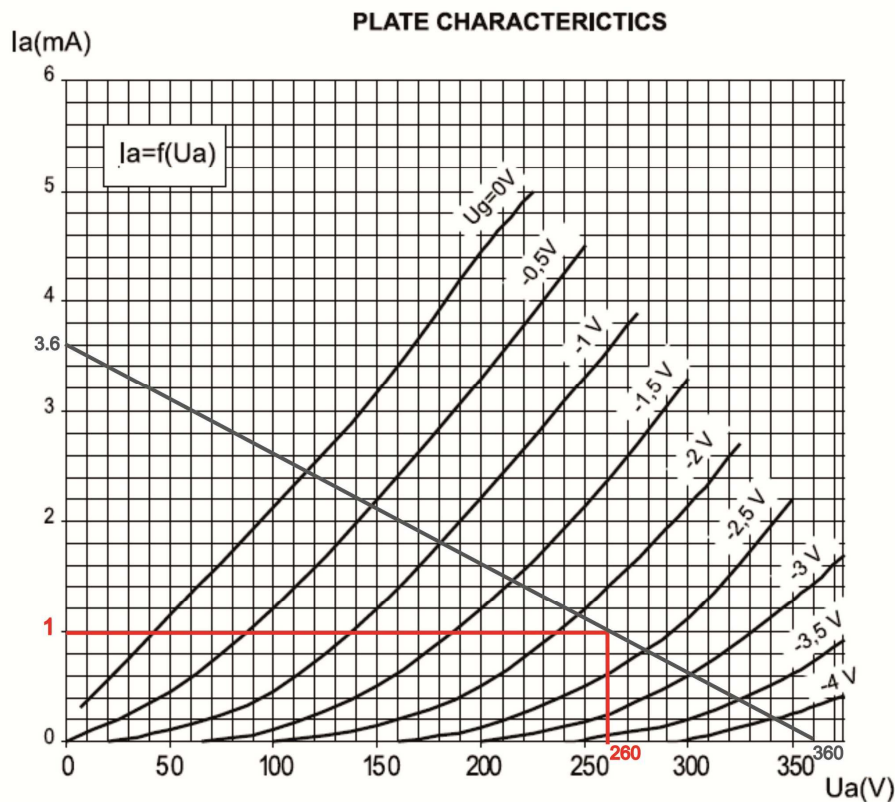


Figura 2.10. Punto de trabajo de V1a (ECC83-S)

-Trabajo en pequeña señal: Circuito equivalente en pequeña señal. Canal Limpio

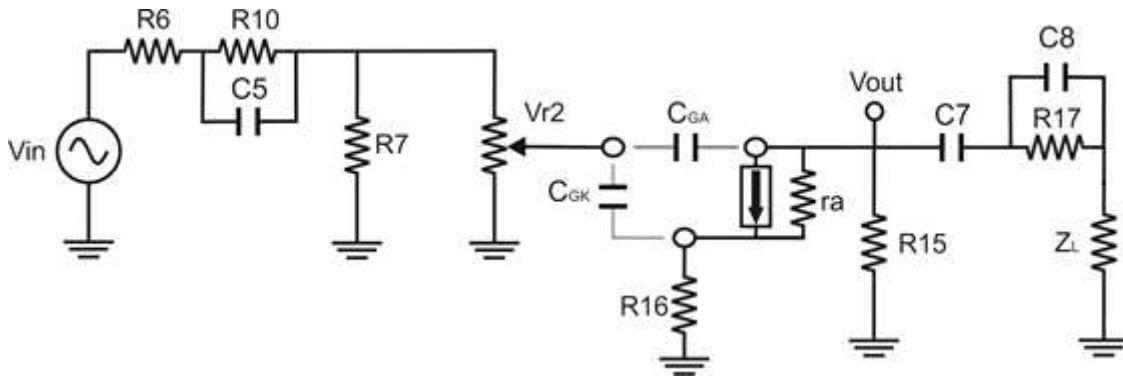


Figura 2.11: C.E.P.S. Canal Limpio

-Trabajo en pequeña señal: Ganancia

Una vez fijado el punto de trabajo, la zona donde trabajará el triodo en (lineal o saturación) dependerá de la amplitud de la tensión de entrada y de la ganancia de la etapa. Si la amplitud de salida sobrepasa cierto límite los semiciclos positivos de la señal podrían empezar a mostrar distorsiones más evidentes, alejándose de lo que podría considerarse un “sonido limpio” de guitarra. Para evitar esto, además del potenciómetro de ganancia del canal (VR2) se implementará un divisor de tensión a la entrada (formado por R6+R10 y R7) el cual podrá ser habilitado o deshabilitado, permitiendo por tanto seleccionar entre dos niveles de atenuación. En el canal limpio este divisor de tensión quedará activado y al desactivarlo se conformará el denominado canal “crunch”. La cantidad de atenuación en frecuencias medias vendrá determinada por la ecuación:

$$\frac{Vg}{Va} = \frac{\alpha R7}{R6+R10+R7} \quad (ec: 4)$$

La ganancia total de la etapa, por tanto viene determinada por la expresión Resultado 7.4, la cual contempla el efecto de este divisor de tensión. El desarrollo matemático en pequeña señal que entrega este resultado puede observarse en [7.1.2.2 Ganancia canal limpio]

$$\Delta V_{cl} = \frac{-gm \cdot R15 \cdot ra}{R15 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra + R16} \cdot \frac{\alpha R7}{R6 + R10 + R7}$$

Resultado 7.4

Donde α es un valor entre 0 y 1 que representa la posición del potenciómetro. Se estima que para producir el sonido deseado [1.2.4. Canal limpio: Consideraciones iniciales] debe fijarse un rango de ganancias cercano a la unidad ($\Delta V_{cl}=1$), teniendo en cuenta el punto de polarización y la recta de carga escogidas, por lo que idealmente la amplitud de la tensión de salida del canal limpio sería igual a la obtenida a la salida de la etapa de entrada. Sin embargo, a pesar de presentar la misma amplitud esta etapa introduciría una mayor distorsión (sin llegar a la saturación) principalmente debido a la

compresión de ganancia asimétrica existente en la zona que el triodo V1a está polarizado. Esta situación podría considerarse como la deseable por defecto en el canal limpio, sin embargo puede existir el requerimiento de menores ganancias y distorsiones aun dentro del sonido que nos ofrece. Por tanto se establecerán estas condiciones de ganancia para la posición máxima del potenciómetro ($\Delta V_{cl}=1$ @ $\alpha=1$). De este modo el rango de ganancias disponibles será 0 a 1V/V en función de la posición del potenciómetro.

El cálculo para la estimación de las resistencias R7 y R6 en función de estos requerimientos se ha llevado a cabo teniendo en cuenta las siguientes consideraciones: $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5K$ [9.Hojas de datos]. $\Delta V_{cl}=1$ @ $\alpha=1$

$$\Delta V_{cl} \cdot \frac{R_{15} + (1 + g_m \cdot R_{16}) \cdot r_a + R_{16}}{\alpha(-g_m \cdot R_{15} \cdot r_a)} = \frac{R_7}{R_6 + R_{10} + R_7}$$

$$1 \cdot \frac{100K + (1 + 1600\mu \cdot 2,2K) \cdot 62,5K + 2,2K}{1 \cdot (-1600\mu \cdot 100K \cdot 62,5K)} = 0,03845 = \frac{R_7}{R_6 + R_{10} + R_7}$$

$$R_6 + R_{10} = 25 R_7$$

Dentro de las combinaciones posibles de valores estandarizados de resistencia que responden a dicha expresión se fijarán valores de resistencias relativamente elevados para no alterar en la medida de lo posible el punto de polarización de las etapas, al contribuir a mantener la elevada impedancia de entrada ésta. Los valores finalmente determinados para dichas resistencias son por tanto $R_6=R_{10}=470K$ y $R_7=39K$.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de entrada

En el caso del canal limpio, y tal como indica la expresión *Resultado 7.5* la impedancia de entrada está determinada por el valor de R6, R10, R7 y el potenciómetro VR2. Los valores de R6, R10 y R7 ya han sido seleccionados para producir la ganancia deseada manteniendo alta la impedancia de entrada, por lo que VR2 debe seguir el mismo criterio de selección. También, el valor de VR2 determinará la sensibilidad del dicho potenciómetro para selección de ganancia. Un valor resistivo muy elevado desembocaría en un potenciómetro demasiado sensible y tan sólo útil en un pequeño ángulo de selección, por lo que el rango de acción de éste quedaría muy limitado. Es necesario por tanto adoptar una solución de compromiso entre ambos criterios.

En este caso se ha seleccionado el valor $VR_2=500K$ como solución ya que este valor es suficientemente elevado para mantener adecuada la impedancia de entrada y no lo suficiente como para la impedancia de salida presente debido a las etapas anteriores ($Z_{out} || Z_{in,ld}$) [9.1. Notación] no resulten significativas en el divisor resistivo conformado, adaptando el rango de selección de ganancia deseado a la totalidad del recorrido del potenciómetro.

$$Z_{in,cl} = R_6 + R_{10} + R_7 || VR_2$$

Resultado 7.5

$$Z_{in,cl} = 470K + 470K + 39K || 500K = 976K$$

Por tanto la impedancia de entrada de la etapa, para un valor VR2=500K presenta un valor aproximado de 976K, proporcionando un resultado más que aceptable. Este valor ha sido seleccionado ya que, además de cumplir las condiciones antes descritas produce una impedancia más estable, esté o no conectado el divisor resistivo R6-R7. La importancia de este resultado radica en que no se vean modificadas las ganancias de otras etapas (etapa de entrada y primera etapa del canal *lead*) en función del canal seleccionado limpio/*crunch* debido a la influencia variable de esta impedancia.

Otro aspecto que se tendrá en cuenta es que, a pesar de que en este caso la ganancia en función de la posición del potenciómetro mantiene una relación lineal se seleccionará un potenciómetro de relación logarítmica. Esto es así debido a que la correlación estímulo-respuesta del oído humano mantiene una correspondencia logarítmica respecto a la percepción de volumen [Fwl11]. De esta manera el usuario podrá percibir un aumento del volumen y ganancia proporcional a la posición del potenciómetro.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de salida

La impedancia de salida está determinada por el paralelo formado por la resistencia de carga R15 y la resistencia anódica interna del dispositivo (Resultado 7.6). Considerando un valor de $r_a=62,5K$ [9.Hojas de datos] el resultado obtenido proporciona una impedancia de salida de 74K. Idealmente ha de procurarse que ésta presente el menor valor posible, sin embargo en el caso de este tipo de configuraciones reducir la impedancia de salida suele desembocar en una disminución considerable de la ganancia.

$$Z_{out.cl} = R15 \parallel [R16 + (1 + gm \cdot R16) \cdot r_a] \quad \text{Resultado 7.6}$$

$$Z_{out.cl} = 100K \parallel [2,2K + (1 + 1600\mu \cdot 2,2K) \cdot 62,5K] = 74K$$

-Respuesta en frecuencia: Bajas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en bajas frecuencias del canal limpio son aquellos que configuran filtros de tipo paso-alto, siendo estos elementos **C5**, **C7** y **C8** y las impedancias equivalentes que éstos observan. Estas modificaciones en frecuencia se deben a la introducción de un polo y un cero por cada uno de los condensadores anteriormente nombrados. Cada uno de estos condensadores introduce un polo (responsable de un efecto de decremento de la ganancia en función de la frecuencia de -20dB/dec) y un cero (incrementando la ganancia en función de la frecuencia +20dB/dec).

- En el caso de **C5** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.27. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.2 Canal Limpio]

$$Z_{C5} = \frac{Rg + R6 + (VR2 \parallel R7)}{1 + \left(\frac{Rg + R6}{R10} + \frac{VR2 \parallel R7}{R10} \right)} \quad \text{Resultado 7.27}$$

La función de este condensador es conformar un filtro de paso alto que permita realzar las altas frecuencias (hablando en términos de audio) añadiendo un “mayor brillo” al canal o una mayor respuesta en agudos.

Este tipo de configuración de filtro de paso alto se suele denominar “*treble booster*”, y su frecuencia de corte se sitúa en torno a 1,3Khz. Esta frecuencia corresponde a la frecuencia fundamental de la nota más aguda producida por la guitarra eléctrica, sin embargo no es posible considerar el sonido de la guitarra como tonos puros, si no que posee un gran contenido armónico que puede alcanzar hasta los 15Kh. Estos armónicos producidos naturalmente por el instrumento serán los que deberán verse reforzados por la implementación de C5.

$$Z_{C5} = \frac{45,5K + 470K + (500K \parallel 39K)}{1 + \left(\frac{45,5K + 470K}{470K} + \frac{500K \parallel 39K}{470K} \right)}$$

$$Z_{C5} = 252K$$

Siendo $R_g = Z_{out.1} \parallel Z_{in.ld} = 45,5K$ [9.1. Notación]. Definiendo por tanto una frecuencia de corte deseada de 1,3KHz es posible calcular el valor de C5 para cumplir dichos requerimientos.

$$C5 = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C5} \cdot f_{C5}}$$

$$C5 = \frac{1}{2\pi \cdot 252K \cdot 1,3KHz} = 485pF \approx 470pF$$

Por tanto, seleccionando un condensador de 470pF para C5, la frecuencia de corte en máxima ganancia queda situada en 1,34 KHz, realizándose por tanto toda frecuencia situada por encima de este punto. A mínima ganancia esta frecuencia de corte aumenta hasta 1,37Khz, determinando por tanto un rango de frecuencias a resaltar ligeramente menor, sin que la diferencia sea muy significativa en el canal limpio.

$$f_{Cga} = 1,34 KHz$$

- En el caso de **C7** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.28. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.2.Canal Limpio]. La función de C7 no es más que la de desacoplo entre etapas por lo que su frecuencia de corte no debe ser significativa en la respuesta de la etapa al situarse ésta por debajo de las frecuencias de audio.

$$Z_{C7} = Z_L + R15 \parallel [R16 + (1 + g_m \cdot R16) \cdot r_a]$$

Resultado 7.28

El cálculo para la estimación del efecto en frecuencia de C7 se ha llevado a cabo teniendo en cuenta las consideraciones de $Z_L = Z_{in,lp} = R18$ además de las entregadas por el *Datasheet* del JJ-Tesla® ECC83-S: $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5K$. [9.Hojas de datos]

$$Z_{C7} = 330K + 100K \parallel [2,2K + (1 + 1600\mu \cdot 2,2K) \cdot 62,5K] = 404K$$

Para que la influencia de este componente sobre frecuencias de audio sea mínima es necesario que su frecuencia de corte se sitúe por debajo de los 20Hz, la cual es la mínima frecuencia audible. La estimación de la capacidad mínima que cumple este requerimiento se puede observar a continuación:

$$f_{c_{C7}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C7} \cdot C7} < 20Hz$$

$$C7 > \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C7} \cdot f_{c_{C7}}} > \frac{1}{2\pi \cdot 404K \cdot 20Hz} > 19,6nF$$

Se ha estimado por tanto el valor de C7 igual a 22nF, satisfaciendo con ello los criterios y requerimientos de la etapa.

- En el caso de **C8** Este condensador configura un filtro de tipo paso alto, a través del cual se desea obtener un realce de las frecuencias medias y altas (a partir de 600Hz) tal y como se describe en [1.2.4.Canal limpio: Consideraciones iniciales]. El cero introducido por este filtro, y con ello la frecuencia de corte a partir de la cual actúa, puede calcularse considerando para qué frecuencia la impedancia conformada por C8 y R17 puede considerarse infinita:

$$Z = \frac{\frac{R}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}} = \frac{R}{sRC + 1}$$

$$Z = \infty \rightarrow sRC + 1 = 0$$

$$s = -\frac{1}{RC}$$

$$f_{cz_{C8}} = 600Hz = \frac{1}{2\pi \cdot R17 \cdot C8}$$

Es necesario seleccionar un elevado valor resistivo para R17 para asegurar un mínimo efecto sobre la recta de carga de V1B, sin que la impedancia de salida de la etapa resultante sea significativa respecto a la impedancia de entrada de la siguiente etapa.

Según estos criterios el valor de compromiso que se ha decidido para R17 es de $2,2M\Omega$, resultando por lo tanto $C8=120p$ para una actuación a partir de 600Hz, frecuencia a partir de la cual la

ganancia experimentará un incremento de 20dB/década hasta la activación del polo introducido por este mismo filtro. Dicho polo depende de la impedancia equivalente observada por el condensador, la cual está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.29. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.2.Canal Limpio]. Considerando $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5K$ [9.Hojas de datos] y $Z_L=R_{13}$ es posible calcular la impedancia equivalente vista desde el condensador y con ello la localización en frecuencia del polo introducido.

$$Z_{C8} = \frac{R_{15} \parallel [R_{16} + r_a \cdot (1 + g_m \cdot R_{16})] + Z_L}{1 + \left(\frac{R_{15} \parallel [R_{16} + r_a \cdot (1 + g_m \cdot R_{16})]}{R_{17}} + \frac{Z_L}{R_{17}} \right)}$$

Resultado 7.29

$$Z_{C8} = 341,32K$$

$$f_{cp8} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C8} \cdot C8} = \frac{1}{2\pi \cdot 341,32K \cdot 120p} = 3,88Khz$$

-Respuesta en frecuencia: Altas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en altas frecuencias del canal limpio son aquellos que configuran filtros de tipo paso-bajo, siendo estos elementos C_{GK} y C_{GA} y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de C_{GK} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.30. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.2.Canal Limpio]

$$Z_{Cgk} = R_{16} + Z_{eq} - \frac{R_{16} \cdot [R_{16} \cdot (g_m \cdot r_a + 1) + Z_{eq} \cdot g_m \cdot r_a]}{(R_{15} \parallel Z_L) + R_{16} (g_m \cdot r_a + 1) + r_a}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR2 \parallel [(1 - \alpha)VR2 + R7 \parallel (R6 + Rg)]$$

Resultado 7.30

Según esta expresión es posible calcular si la capacidad parásita C_{gk} tiene alguna influencia sobre las frecuencias de audio. Las consideraciones a tener en cuenta son $R_g = Z_{out.1} \parallel Z_{in.la} = 45,5K$, [9.1. Notación] $Z_L = R_{18} = 330K$ y los datos técnicos del triodo JJ Tesla® ECC83-S: $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5K$, $C_{ga}=1,6pF$ [9.Hojas de datos]

$$Z_{Cga} = 847,53\Omega @ \alpha = 0$$

$$Z_{Cga} = 14,74K @ \alpha = 1$$

El caso más desfavorable, en el cual se recorta un mayor ancho de banda, se produce con $\alpha = 0$, ya que la impedancia vista desde Cga es mayor. Aun así es posible observar que la frecuencia de corte de esta capacidad parásita se encuentra muy lejos de las frecuencias audibles.

$$f_{c_{Cga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 14,74K \cdot 1,6pF} = 6,7MHz$$

- En el caso de C_{GA} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.31. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.2.Canal Limpio]

$$Z_{Cga} = \frac{R16 \cdot (Z_L || R15 + Z_{eq}) \cdot (gm \cdot ra + 1) + (Z_L || R15) \cdot [Z_{eq} \cdot (gm \cdot ra + 1) + ra] + Z_{eq} \cdot ra}{R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_L + ra}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + R7 || (R6 + Rg)]$$

Resultado 7.31

Donde $Rg = Z_{out.1} || Z_{In.1d} = 45,5K$, $Z_L = R18 = 330K$, $ra = 62,5K$ es la resistencia interna del triodo y $gm = 1600\mu$ su transconductancia (datos disponibles las hojas técnicas del triodo JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]). Sustituyendo y calculando se obtiene:

$$Z_{Cga} = 921,45K @ \alpha = 0$$

$$Z_{Cga} = 60,45K @ \alpha = 1$$

El caso más desfavorable, en el cual se recorta un mayor ancho de banda, se produce con $\alpha = 0$, ya que la impedancia vista desde Cga es mayor. Aun así es posible observar que la frecuencia de corte de esta capacidad parásita se encuentra muy lejos de las frecuencias audibles. $Cga = 1,7pF$ Datasheet JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]

$$f_{c_{Cga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 921,45K \cdot 1,7pF} = 101,6KHz$$

-Diagrama de Bode

El diagrama de Bode resultante ha sido obtenido mediante la herramienta de simulación de circuitos PSPICE®, y representa la ganancia del sistema en función de la frecuencia. La fase no ha sido representada debido a su baja relevancia ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta [Vea06], y en un sistema en lazo abierto como el que comprende el previo del canal limpio no supone problemas de estabilidad.

La respuesta representada en la *Figura 2.12* corresponde a la totalidad del canal limpio, siendo esto el conjunto formado por la etapa de entrada y el previo de dicho canal.

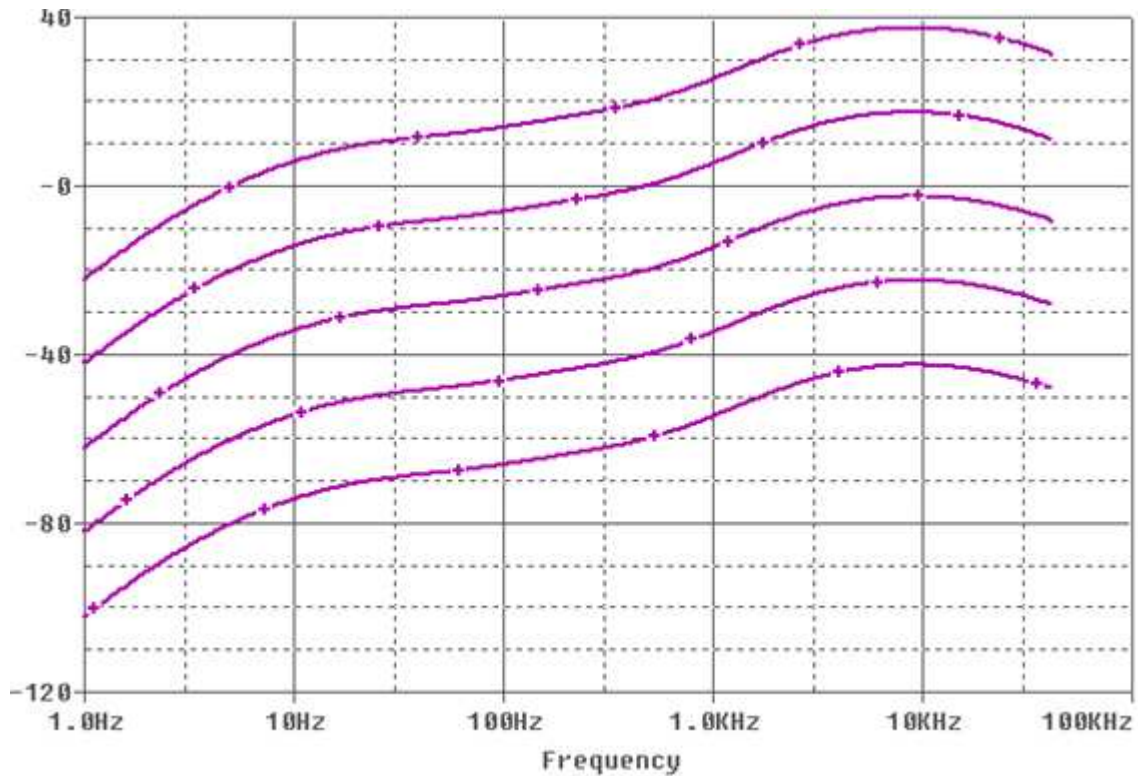


Figura 2.12. Respuesta en frecuencia del canal limpio

-Distorsión

Es posible realizar una primera estimación en la etapa que conforma el canal limpio, en función de la amplitud de salida presente para una entrada de 1Vpp, determinando que la zona de trabajo en la que se encontrará actuando el triodo V1a será la representada en la *Figura 2.13*. Como se puede deducir de las la linealidad de las curvas comprendidas por la recta de carga, determinarán una señal de salida relativamente libre de distorsión.

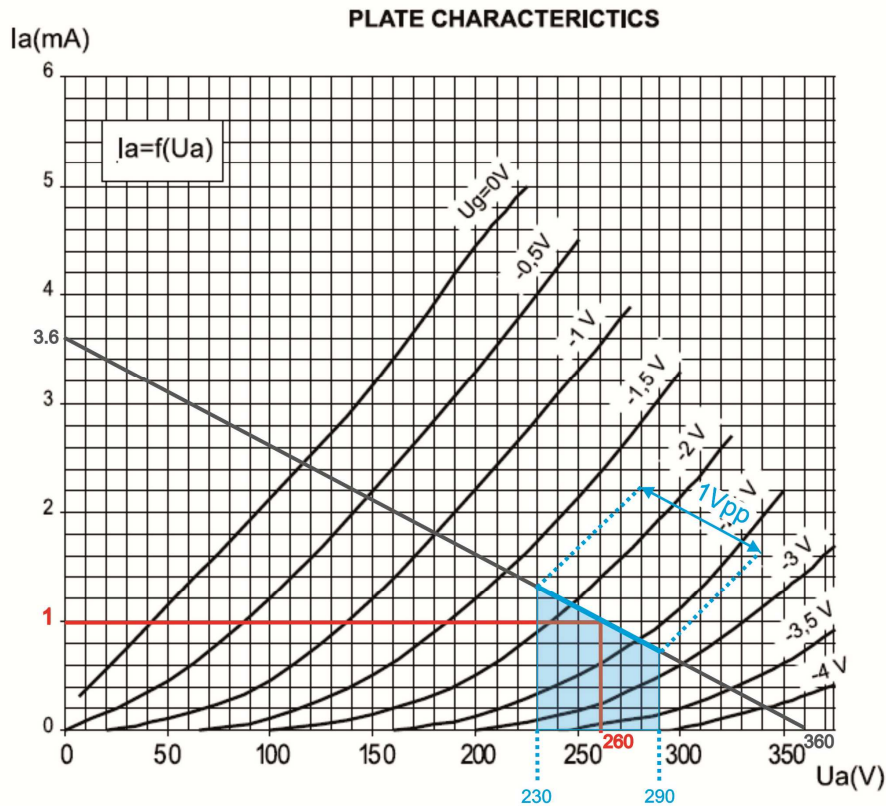


Figura 2.13. Zona de trabajo de V1a (ECC83-S)

A partir de las curvas de la gráfica es posible observar que la distorsión de segundo armónico inherente a la válvula en el punto de polarización, [5.3.3.1. Distorsión genérica en triodos] en su zona lineal (al límite de recorte) podría calcularse en una primera aproximación en función de la compresión asimétrica de los semiciclos positivos y negativos según la fórmula a continuación [Lsf57], como:

$$D2^o = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100 \quad (ec. 3)$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, por tanto:

$$D2^o = \frac{(260 - 230) - (290 - 260)}{2 \cdot [(260 - 230) + (290 - 260)]} \cdot 100 = 0\%$$

El resultado entregado por la ecuación 5 es de una distorsión del 0%. Obviamente la distorsión real presente en la etapa será mayor, y este resultado se debe sin duda a la tolerancia del método gráfico para la obtención de la distorsión, sin embargo sirve para proporcionar una idea de la baja distorsión presente. Son de esperar distorsiones mayores a medida que aumenta la amplitud de la señal de entrada y alcanza el punto de saturación, mediante la selección de altas ganancias,

comenzándose a presentar un recorte de los semiciclos positivos, mediante una transición siguiendo una curva suave. A partir de este punto la distorsión presente se incrementa drásticamente, presentando un mayor número de componentes armónicos, por tanto no sería riguroso considerar que entonces se trate de una distorsión predominantemente de segundo armónico.

2.1.4. **PREVIOS: CANAL CRUNCH**

-Introducción y principios de funcionamiento.

El cometido de este segundo canal es introducir unos niveles leves de distorsión por saturación que permita obtener un resultado sonoro distinto al del canal limpio y determinado, acorde con la descripción expuesta en [1.2.5.Canál crunch: Consideraciones iniciales].

Para conseguir este resultado se ha decidido trabajar sobre el canal limpio, desactivando el divisor de tensión formado por R6 y R7, de tal modo que la amplitud de señal encontrada en la rejilla de V1A es mayor, y se fuerza a la válvula a entrar en zona de saturación en un semiciclo de la señal. Esta distorsión es por tanto asimétrica (generadora de armónicos pares) y se trata de un recorte de transición suave (*soft-clipping*).

Otras consideraciones especiales de montaje y distribución pueden ser consultadas en [2.2.Consideraciones especiales de implementación y distribución]

-Esquemático y topología

Como ya se ha comentado, el canal *crunch* consiste en una ligera modificación del canal limpio, por lo que conservará una topología de cátodo común con polarización por cátodo. Los elementos de esta etapa serán seleccionados para producir una ganancia en tensión significativamente mayor que la del canal limpio ($\Delta V_{cr} \geq 10\Delta V_{cl}$) [9.1. Notación] y los requerimientos expuestos en [1.2.4.Canál crunch: Consideraciones iniciales]. El circuito correspondiente está representado en la *Figura 2.14. Esquemático inicial canal crunch*.

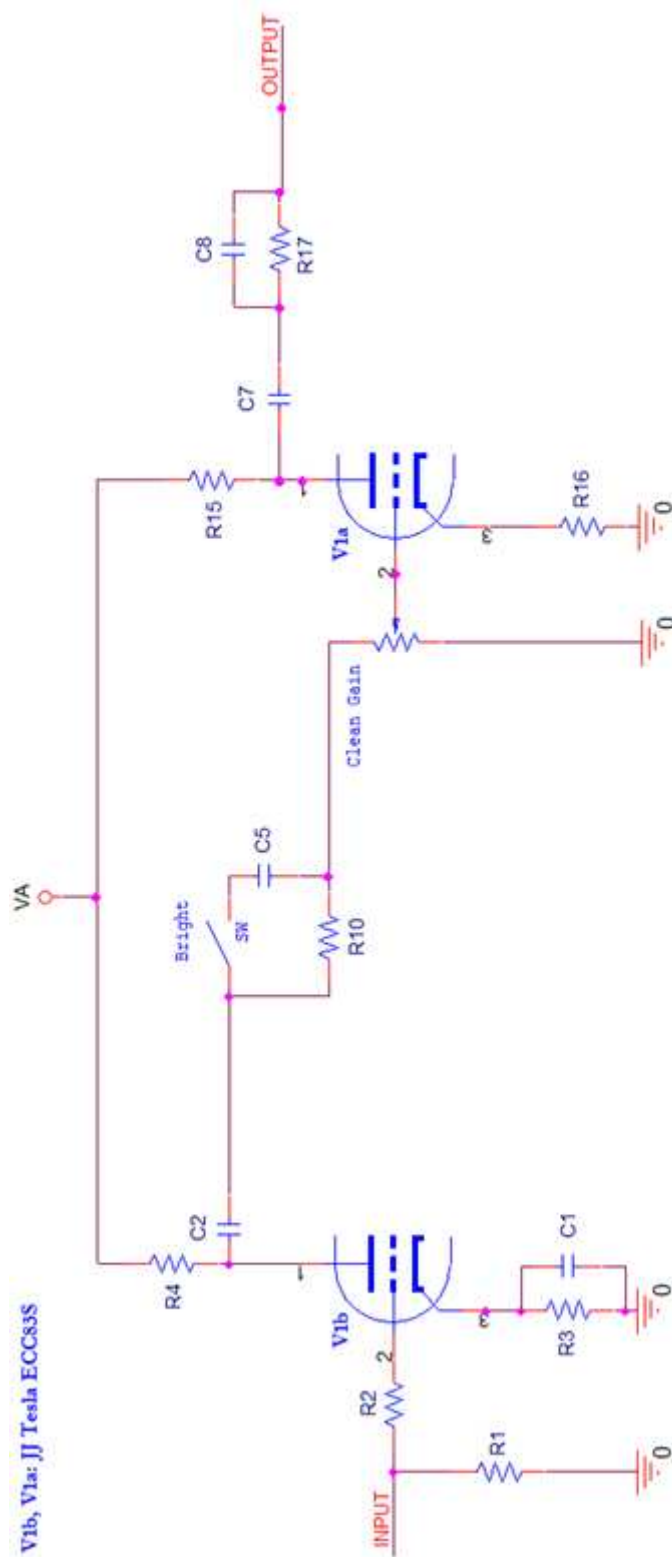


Figura 2.14. Esquemático inicial canal crunch

-Punto de polarización

El canal *crunch*, al tratarse de una modificación del canal limpio en la que tan solo se actúa sobre la amplitud de la señal de entrada de V1A mediante la desconexión del divisor de tensión R6-R7, no afecta al punto de polarización del triodo, y por tanto se mantiene constante. *Figura 2.15.*

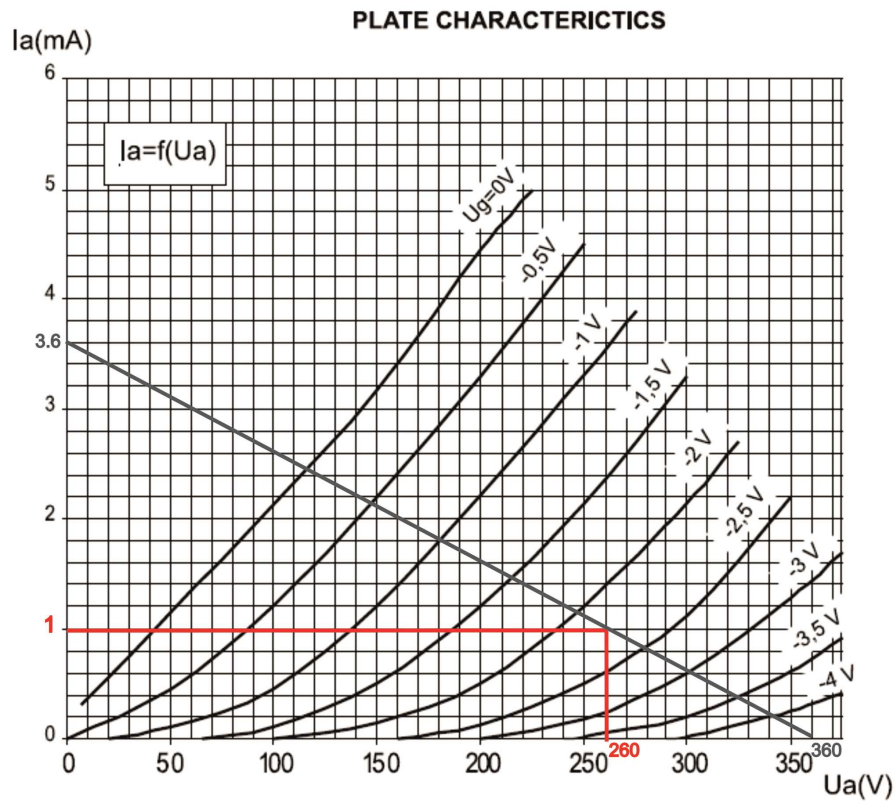


Figura 2.15. Punto de trabajo de V1a (ECC83-S)

-Trabajo en pequeña señal: Circuito equivalente en pequeña señal. Canal Crunch

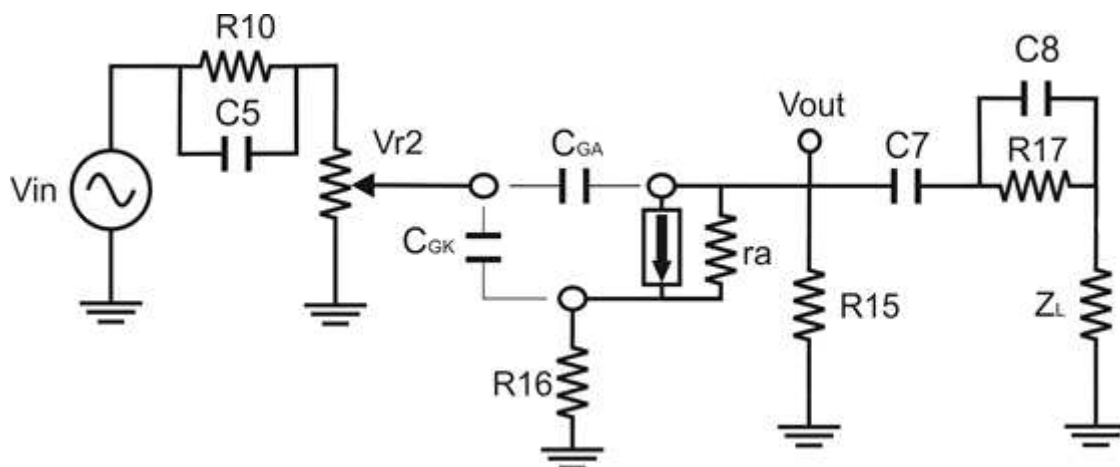


Figura 2.16: C.E.P.S. Canal Crunch

-Trabajo en pequeña señal: Ganancia

A pesar de que el punto de polarización en el canal limpio y en el canal crunch permanece constante, la desconexión del divisor de tensión R6 y R7 sí afecta a la ganancia total de la etapa. En la expresión Resultado 7.7 puede observarse en qué medida se ve afectada ésta (el desarrollo matemático en pequeña señal que entrega este resultado puede observarse en [7.1.3. Apartado: Ganancia canal crunch]. Consideraciones tomadas del datasheet del JJ-Tesla® ECC83-S: $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5K$. [9.Hojas de datos]

$$\Delta V_{cr} = \frac{\alpha VR2}{R10 + VR2} \cdot \frac{(-g_m \cdot R15 \cdot r_a)}{R15 + r_a + R16 \cdot (1 + g_m \cdot r_a)}$$

Resultado 7.7

$$\Delta V_{cr} = \frac{\alpha 500K}{470K + 500K} \cdot \frac{(-1600\mu \cdot 100K \cdot 62,5K)}{100K + 62,5K + 2,2K \cdot (1 + 1600\mu \cdot 62,5K)}$$

$$\Delta V_{cr} \approx -13,4 \cdot \alpha$$

Como se puede observar, en el canal *crunch* con una ganancia máxima resultante de 13,5V/V es posible un rango de trabajo que asegura la saturación de los semiciclos positivos de la señal en mayor o menor medida en función de la posición del potenciómetro de ajuste de ganancia. Tomando como ejemplo una tensión de 15V a la salida de la etapa de entrada, **con la ganancia máxima** de la etapa seleccionada ($\alpha=1$), desembocaría en una señal de 200V de amplitud en el ánodo de V1b, lo que podría aproximarse en un balanceo de la señal de salida de unos 100V para los semiciclos positivos. Debido a que el punto de polarización en el ánodo de esta etapa se encuentra en unos 260, una señal alterna de entrada como la comentada determinaría una tensión de ánodo máxima teórica de $260+100=360$, lo cual es igual a la tensión VA que alimenta la etapa (360V). Por tanto en este punto la etapa se encontraría (idealmente) en el límite la zona de saturación, sin que se produzcan recortes en los semiciclos negativos. En un caso real la señal de salida en este punto se encontraría distorsionada por la compresión de ganancia y probablemente recortada en sus semiciclos positivos, con una transición suave, debido a la tensión Vak mínima de trabajo de la válvula.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de entrada

La impedancia de entrada presente cuando el canal *crunch* está activado no depende de la influencia de R6 y R7 al quedar estas fuera del circuito, mediante la desconexión de dicho divisor. Por tanto, en este caso esta impedancia tan sólo dependerá de R10 y la resistencia variable VR2, tal y como indica el Resultado 7.8 suponiendo que la corriente que circula por la rejilla del triodo V1a es despreciable.

$$Z_{in.cr} = R10 + VR2$$

Resultado 7.8

$$Z_{in.cr} = 470K + 500K = 970K$$

Como se puede observar, esta impedancia permanece prácticamente invariable este activado el canal limpio o el *crunch*. ($Z_{in.cr} = Z_{in.cl} = 970K$) [9.1. Notación]. De este modo la influencia de esta impedancia de entrada sobre las ganancias tanto de la etapa de entrada como del canal *lead* permanece invariable esté conectado el canal *crunch* o el canal limpio. Esto es particularmente interesante en el caso de que el interruptor de mezcla este activado [2.1.10. Apartado: Interruptor de mezcla], trabajando ambos previos en paralelo simultáneamente, donde no es deseable que la ganancia del canal *lead* se vea alterada de manera alguna en función de las características del previo limpio/*crunch*.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de salida

El *Resultado 7.9* muestra la expresión que determina las relaciones entre los elementos que influyen sobre la impedancia de salida del circuito. Una vez más, esta impedancia queda determinada por la resistencia de carga en el ánodo R15 y la resistencia interna del triodo *ra*, cuyo valor es igual a 62,5K según indica las hojas de datos de V1b [9.Hojas de datos].

$$Z_{out.cr} = R15 \parallel ra$$

Resultado 7.9

$$Z_{out.cr} = 100K \parallel 62,5K = 38,5K$$

-Respuesta en frecuencia: Bajas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en bajas frecuencias del canal *crunch* son aquellos que configuran filtros de tipo paso-alto, siendo estos elementos **C5**, **C7** y **C8** y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de **C5** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.32*. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.3 Canal crunch]

$$Z_{C5} = \frac{Rg+R6+VR2 \parallel R7}{1+\left(\frac{Rg+R6}{R10}+\frac{VR2 \parallel R7}{R10}\right)}$$

Resultado 7.3

La función de este condensador es conformar un filtro de paso alto que permita realzar las altas frecuencias (hablando en términos de audio) añadiendo un “mayor brillo” al canal o una mayor respuesta en agudos.

Este tipo de configuración de filtro de paso alto se suele denominar “*treble booster*”, y su frecuencia de corte se sitúa en torno a 1,3Khz. Esta frecuencia corresponde a la frecuencia fundamental de la nota más aguda producida por la guitarra eléctrica, sin embargo no es posible considerar el sonido de la guitarra como tonos puros, si no que posee un gran contenido armónico que puede alcanzar hasta los 15Kh. Estos armónicos producidos naturalmente por el instrumento serán los que deberán verse reforzados por la implementación de C5.

$$Z_{C5} = \frac{45,5K + 470K + 500K \parallel 39K}{1 + \left(\frac{45,5K + 470K}{470K} + \frac{500K \parallel 39K}{470K} \right)}$$

$$Z_{C5} = 254,38K$$

Siendo $R_g = Z_{out.1} \parallel Z_{in.ld} = 45,5K$ [9.1. Notación]. Como se puede observar, la frecuencia de corte se sitúa en torno a 1,3KHz con un valor de $C5=470pF$ calculado según las especificaciones del canal limpio. Esta respuesta en frecuencia se mantiene por tanto constante en ambos canales. Definiendo por tanto una frecuencia de corte deseada de 1,3KHz es posible calcular el valor de $C5$ para cumplir dichos requerimientos.

$$f_{C5} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C5} \cdot C5}$$

$$f_{C5} = 1,34Khz @ \alpha = 1$$

- En el caso de **C7** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.3. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.3 Canal crunch]

$$Z_{C7} = Z_L + R15 \parallel [R16 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra] \quad \text{Resultado 7.3}$$

$$Z_{C7} = 330K + 100K \parallel [2,2K + (1 + 1600\mu \cdot 2,2K) \cdot 62,5K] = 404K$$

Debido a que la impedancia vista desde el componente no varía esté o no conectado el divisor de tensión R6-R7, la frecuencia de corte de $C7$ se mantiene constante tanto en el canal limpio como en el canal *crunch*, siendo esta:

$$f_{C7} = \frac{1}{2\pi \cdot 404K \cdot 22nF} = 18Hz$$

- En el caso de **C8** Este condensador configura un filtro de tipo paso alto, a través del cual se desea obtener un realce de las frecuencias medias y altas (a partir de 600Hz) tal y como se describe en [7.2.3. Canal crunch]. El cero introducido por este filtro, y con ello la frecuencia de corte a partir de la cual actúa, puede calcularse considerando para qué frecuencia la impedancia conformada por $C8$ y $R17$ puede considerarse infinita:

$$Z = \frac{\frac{R}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}} = \frac{R}{sRC + 1}$$

$$Z = \infty \rightarrow sRC + 1 = 0$$

$$s = -\frac{1}{RC}$$

$$f_{cz_{C8}} = 600\text{Hz} = \frac{1}{2\pi \cdot R17 \cdot C8}$$

Es necesario seleccionar un elevado valor resistivo para R17 para asegurar un mínimo efecto sobre la recta de carga de V1B, sin que la impedancia de salida de la etapa resultante sea significativa respecto a la impedancia de entrada de la siguiente etapa.

Según estos criterios el valor de compromiso que se ha decidido para R17 es de $2,2\text{M}\Omega$, resultando por lo tanto $C8=120\text{p}$ para una actuación a partir de 600Hz, frecuencia a partir de la cual la ganancia experimentará un incremento de 20dB/década hasta la activación del polo introducido por este mismo filtro. Dicho polo depende de la impedancia equivalente observada por el condensador, la cual está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.29*. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.3 Canal crunch]. Considerando $g_m=1600\mu$, $r_a=62,5\text{K}$ y $Z_L=R13$ es posible calcular la impedancia equivalente vista desde el condensador y con ello la localización en frecuencia del polo introducido. [9.Hojas de datos].

$$Z_{C8} = \frac{R15 \parallel [R16 + r_a \cdot (1 + g_m \cdot R16)] + Z_L}{1 + \left(\frac{R15 \parallel [R16 + r_a \cdot (1 + g_m \cdot R16)]}{R17} + \frac{Z_L}{R17} \right)}$$

Resultado 7.29

$$Z_{C8} = 341,32\text{K}$$

$$f_{cp_{C8}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C8} \cdot C8} = \frac{1}{2\pi \cdot 341,32\text{K} \cdot 120\text{p}} = 3,88\text{Khz}$$

-Respuesta en frecuencia: Altas frecuencias

Los elementos que determinan la respuesta en altas frecuencias del canal *crunch* son aquellos que configuran filtros de tipo paso-bajo, siendo estos elementos C_{GK} y C_{GA} y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de C_{GK} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.35*. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.3 Canal crunch]

$$Z_{Cgk} = R16 + Z_{eq} - \frac{R16 \cdot [R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_{eq} \cdot gm \cdot ra]}{(R15 || Z_L) + R16 (gm \cdot ra + 1) + ra}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR2 || [(1 - \alpha)VR2 + Rg]$$

Resultado 7.35

Según esta expresión es posible calcular si la capacidad parásita Cgk tiene alguna influencia sobre las frecuencias de audio. Las consideraciones a tener en cuenta son $Rg = Z_{out.1} || Z_{in.ld} = 45,5K$, $Z_L = R18 = 330K$ [9.1. Notación] y los datos técnicos del triodo JJ Tesla® ECC83-S: $gm = 1600\mu$, $ra = 62,5K$, $Cga = 1,6pF$ [9.Hojas de datos]

$$Z_{Cga} = 847,53\Omega @ \alpha = 0$$

$$Z_{Cga} = 17,16K @ \alpha = 1$$

El caso más desfavorable, en el cual se recorta un mayor ancho de banda, se produce con $\alpha = 0$, ya que la impedancia vista desde Cgk es mayor. Aun así es posible observar que la frecuencia de corte de esta capacidad parásita se encuentra muy lejos de las frecuencias audibles.

$$f_{Cgk} = \frac{1}{2\pi \cdot 17,16K \cdot 1,6pF} = 5,7MHz$$

- En el caso de C_{GA} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.36. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.3 Canal crunch]

$$Z_{Cga} = \frac{R16 \cdot (Z_L || R15 + Z_{eq}) \cdot (gm \cdot ra + 1) + (Z_L || R15) \cdot [Z_{eq} \cdot (gm \cdot ra + 1) + ra] + Z_{eq} \cdot ra}{R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_L + ra}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + Rg]$$

Resultado 7.36

Donde $Rg = Z_{out.1} || Z_{in.ld} = 50K || 500K = 45,5K$, $Z_L = R18 = 330K$, $ra = 62,5K$ es la resistencia interna del triodo y $gm = 1600\mu$ su transconductancia (datos disponibles las hojas técnicas del triodo JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]). Sustituyendo y calculando se obtiene:

$$Z_{Cga} = 580,15K @ \alpha = 0$$

$$Z_{Cga} = 35,54K @ \alpha = 1$$

El caso más desfavorable, en el cual se recorta un mayor ancho de banda, se produce con $\alpha = 0$, ya que la impedancia vista desde Cga es mayor. Aun así es posible observar que la frecuencia de corte de esta capacidad parásita se encuentra muy lejos de las frecuencias audibles. $Cga = 1,7pF$ [Datasheet JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]]

$$f_{c_{ga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 580,15K \cdot 1,7pF} = 161,37KHz$$

-Diagrama de Bode

Mediante el uso del software de simulación de circuitos PSPICE® se ha obtenido el diagrama de Bode resultante, representando la ganancia del sistema en función de la frecuencia. La fase no ha sido representada debido a su baja relevancia ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta, y en un sistema en lazo abierto como el que comprende el previo del canal *crunch* no supone problemas de estabilidad.

La repuesta representada en la *Figura 2.17* corresponde a la totalidad del canal *crunch*, siendo éste el conjunto formado por la etapa de entrada y el previo de dicho canal.

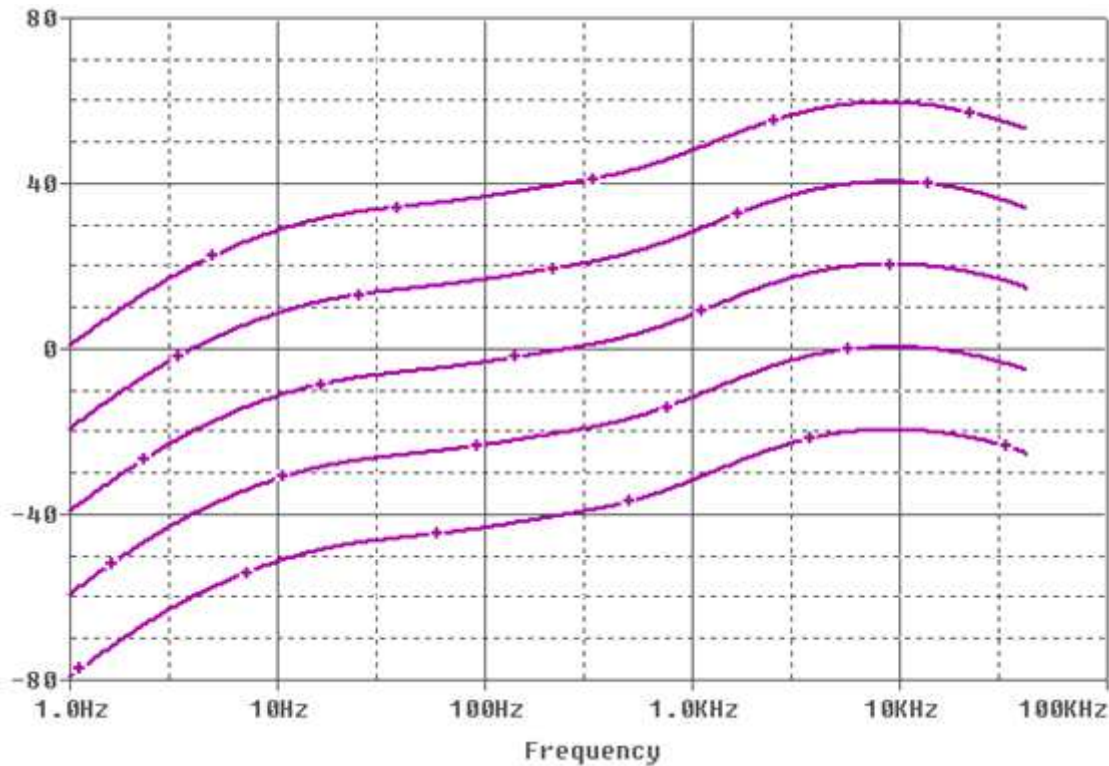


Figura 2.17. Respuesta en frecuencia del canal Crunch

-Distorsión

Es posible realizar una primera estimación en la etapa que conforma el canal *crunch*, en función de la amplitud de salida presente para una entrada, determinando que la zona de trabajo en la que se encontrará actuando el triodo V1a será la representada en la *Figura 2.18*. Como se puede deducir de la linealidad de las curvas comprendidas por la recta de carga, determinarán una señal de salida relativamente libre de distorsión en su zona lineal. Debido a que el canal limpio y *crunch* comparten la misma recta de carga y punto de polarización y únicamente se distinguen en que la ganancia en

pequeña señal del canal *crunch* (siendo ésta 13,4 veces mayor al no presentar la atenuación a la entrada formada por R6 y R7) la estimación de la distorsión se realizará teniendo en cuenta una señal de entrada tal que la etapa se encuentre en un punto cercano a su límite de saturación.

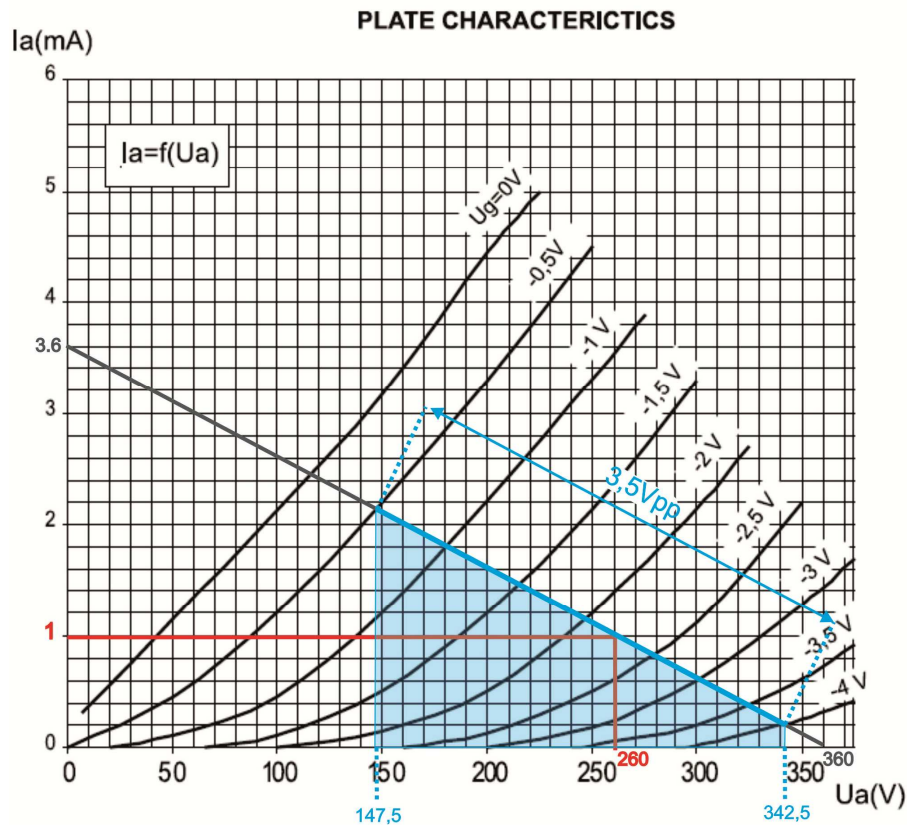


Figura 2.18. Zona de trabajo de V1a, canal crunch (ECC83-S)

A partir de las curvas de la gráfica es posible observar que la distorsión de segundo armónico inherente a la válvula con una amplitud que determina su trabajo en el límite teórico de recorte [5.3.3 Apartado: Distorsión genérica en triodos] podría calcularse en una primera aproximación en función de la compresión asimétrica de los semiciclos positivos y negativos según la fórmula [Lsf57] a continuación como:

$$D2^o = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100 \quad (ec: 6)$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, por tanto:

$$D2^o = \frac{(260 - 147,5) - (342,5 - 260)}{2 \cdot [(260 - 147,5) + (342,5 - 260)]} \cdot 100 = 7,7\%$$

El resultado entregado por la *ecuación 6* es de una distorsión del 7,7% aun cuando el previo funciona en zona lineal. A medida que la señal de entrada aumenta de amplitud más allá de este punto se empezaría a presentarse un recorte de los semiciclos positivos, mediante una transición siguiendo una curva suave. A partir de este punto la distorsión presente se incrementa drásticamente, presentando un mayor número de componentes armónicos, por tanto no sería riguroso considerar que entonces se trate de una distorsión predominantemente de segundo armónico.

2.1.5. PREVIOS: CANAL LEAD

-Introducción y principios de funcionamiento

El tercer canal que se implementará para el amplificador de guitarra eléctrica es un el canal denominado Lead. Este canal estará conformado por un previo encaminado a trabajar con altas ganancias, trabajando en unos rangos de saturación elevados lo que proporcionará altos niveles de distorsión.

En este canal se produce un recorte más severo de la señal que el canal crunch que afecta en gran porcentaje a la amplitud de un semiciclo señal, introduciendo de armónicos de orden par de gran peso, a la vez que un tercer armónico, incluso para niveles bajos de ganancia.

El dispositivo responsable de la amplificación de este canal será una válvula de doble tríodo Sovtek® 12AX7WC. La descripción del resultado sonoro deseado así como las características de la etapa y criterios de selección de la válvula son expuestos en [1.2.6 Canal Lead: Consideraciones iniciales]

Otras consideraciones especiales de montaje y distribución pueden ser consultadas en [2.2 Consideraciones especiales de implementación y distribución]

-Esquemático y topología

Debido a las necesidades de este tipo de canal [1.2.6.Canál Lead: Consideraciones iniciales] y [10.1.3.3 Condiciones de Canal Lead] se ha decidido realizar una implementación basada en la sucesión de dos etapas en cátodo común (polarización por cátodo) en serie haciendo uso de un doble tríodo Sovtek® 12AX7WC. El esquemático correspondiente puede observarse en la *Figura 2.19. Esquemático inicial canal lead*

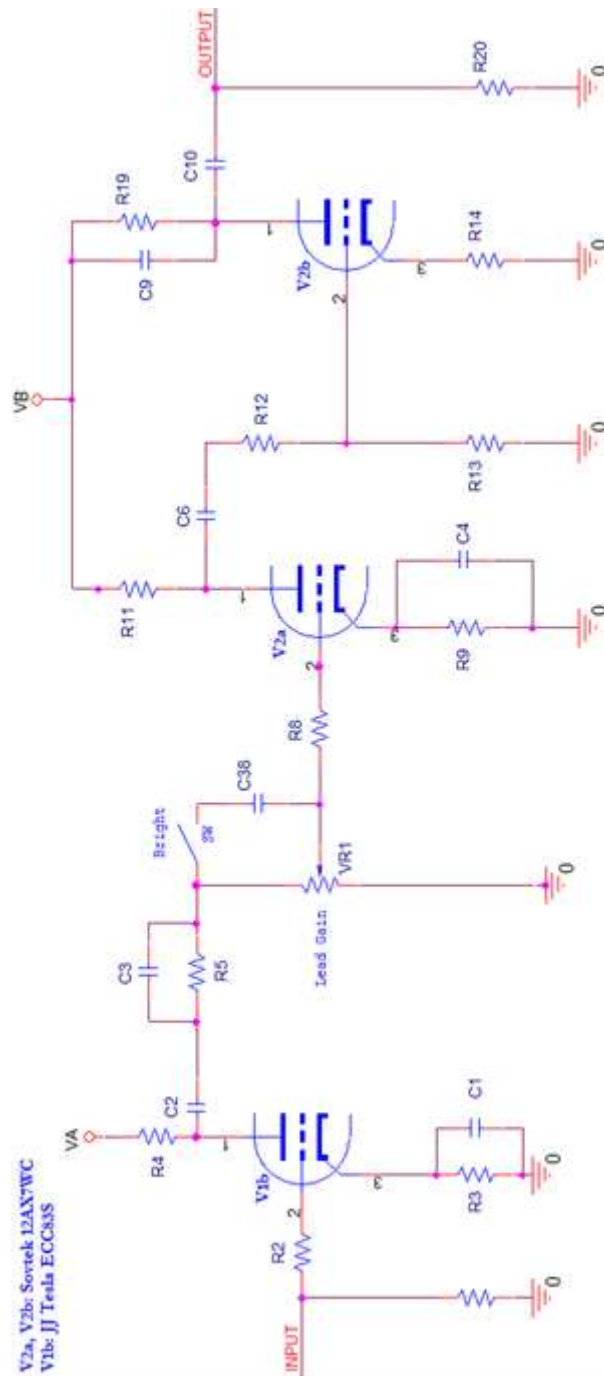


Figura 2.19. Esquemático inicial canal lead

El hecho de implementar este canal con dos etapas es intentar maximizar y combinar los resultados de hacer trabajar un triodo en sus distintas zonas de trabajo. El motivo de esta implementación no es sólo conseguir un nivel mayor de distorsión al generado por el canal crunch sino también obtener un resultado sonoro distinto, más cercano al descrito en [1.2.6 Canal Lead: Consideraciones iniciales].

- **La primera etapa (V2a)** estará dedicada a trabajar con una ganancia elevada, con una polarización de placa ligeramente asimétrica respecto a la alimentación, permitiendo que a la tensión de placa de salida pueda balancearse en un gran rango de amplitudes antes de la saturación. Por así decirlo se forzará a trabajar a la etapa lejos de lo que podría considerarse pequeña señal. De este modo se maximiza la distorsión inherente a este dispositivo en su zona de trabajo lineal, además de la producida por la saturación del triodo cuando se seleccionan altas ganancias.

- **La segunda etapa (V2b)** estará colocada en serie con la anterior, es decir, la tensión de salida de la placa V2a será la encargada de controlar la rejilla del triodo V2b (debido a la gran ganancia con la que trabaja V2a será necesario implementar un divisor resistivo para ajustar los niveles de tensión aceptables para gobernar V2b). En esta ocasión, la válvula que conforma el circuito trabajará en una adentrada zona de saturación, con una polarización que fuerce una tensión en continua de placa cercana a la de alimentación. De este modo se conformará un recorte más severo de la señal en uno de los semiciclos, introduciendo gran cantidad de contenido armónico. La ganancia en esta etapa no es algo primordial debido a la gran amplitud de tensiones de entrada con las que trabajará.

-Punto de polarización

Ambas etapas serán alimentadas con una tensión de 360V (VB). En la primera etapa se fijará un punto de funcionamiento en torno a los 250 voltios, manteniendo de este modo un margen de más de 100 voltios de amplitud para los semiciclos positivos, en contraste con los 250V disponibles para los negativos. Este punto de polarización asimétrico sumado a una amplia ganancia que proporciona una gran amplitud de salida, refuerza la propensión del dispositivo a distorsionar la señal. La cantidad de distorsión y la zona de trabajo de esta primera etapa podrán ser reguladas mediante la amplitud de la señal de entrada la cual será controlada por medio de un potenciómetro.

- **Para la primera etapa**, en una primera aproximación a la zona de trabajo deseada se utilizará una resistencia de placa $R_p=100K$ (R11) que junto a la tensión de alimentación VB proporciona la recta de carga representada en la *Figura 2.20*.

$V_a=360V$	@	$I_a=0A$
$I_a\approx 3,6mA$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -10\mu S \cdot V_a + 3,6mA \text{ (ec: 7)}$$

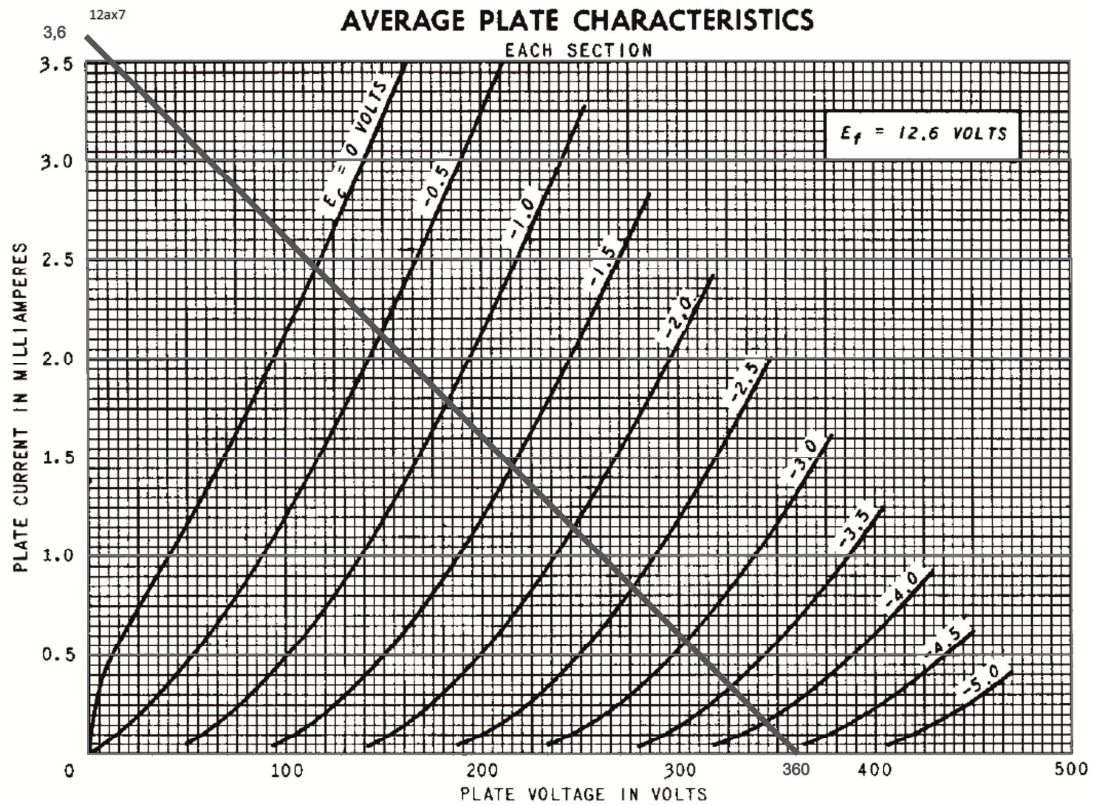


Figura 2.20, Recta de carga de V2a (12AX7WC)

El punto concreto de polarización de la etapa será fijado por la resistencia de cátodo R9. Para cumplir las especificaciones requeridas, en este caso una tensión de placa en torno a los 250V, se ha calculado su valor a continuación.

$V_g \approx -2V$	@	$V_a = 360V$
$I_a \approx 1mA$	@	$V_a = 360V$

Con una tensión de rejilla aproximadamente igual a -2V es posible obtener una tensión de placa V_a de 245V y, considerando la corriente de cátodo aproximadamente igual a la corriente de placa es posible calcular la resistencia de cátodo como:

$$R_k = R_9 = \frac{V_g}{I_a} = \frac{2}{1,1m} = 1,82K\Omega \approx 1,8K$$

En la Figura 2.21. Punto de trabajo de V2a (12AX7WC) es posible observar el resultado gráficamente.

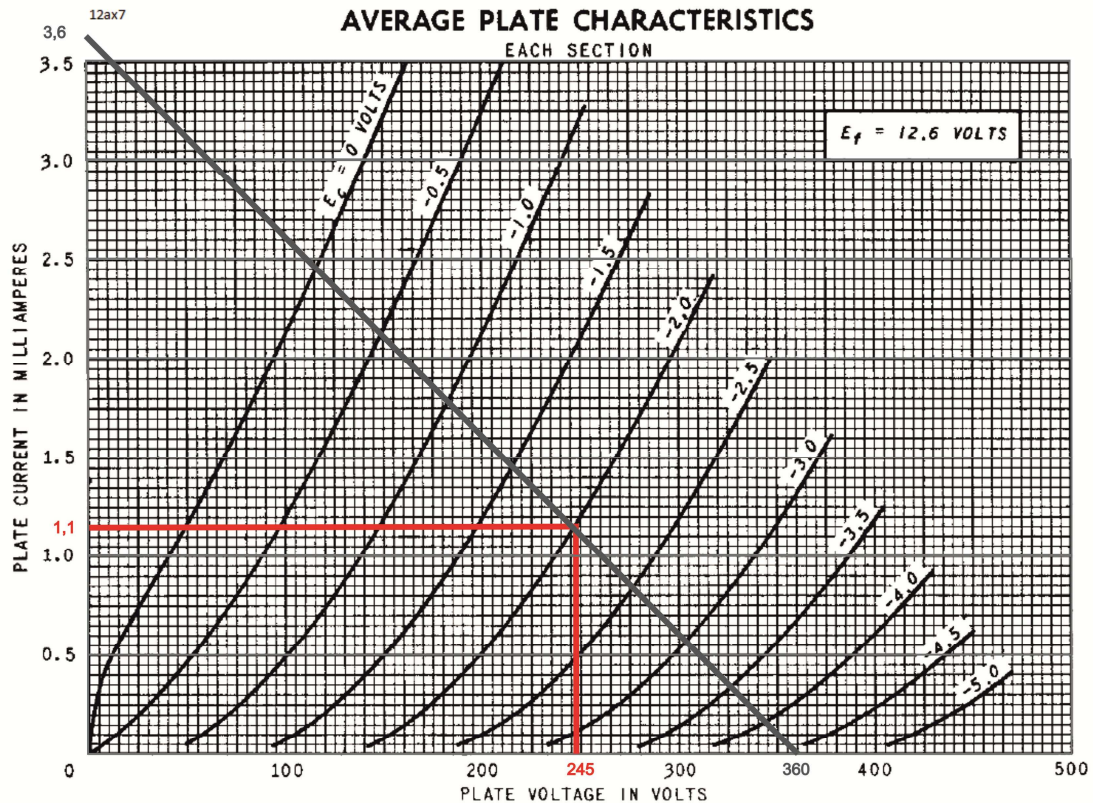


Figura 2.21. Punto de trabajo de V2a (12AX7WC)

• **Para la segunda etapa**, la tensión de ánodo será fijada en torno a los 340-350V. Este punto de bias asegura que la válvula V2b trabaja en una zona de saturación asimétrica, debido a que a pesar de disponer un amplio margen de tensiones para un semiciclo de la señal, la amplitud del otro está fuertemente restringida por la alimentación. La tensión de alimentación será nuevamente VB (360V) con lo que la recta de carga puede calcularse con facilidad. (Figura 2.22)

$V_a = 360V$	@	$I_a = 0A$
$I_a \approx 3,6mA$	@	$V_a = 0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -10\mu S \cdot V_A + 3,6mA \text{ (ec: 8)}$$

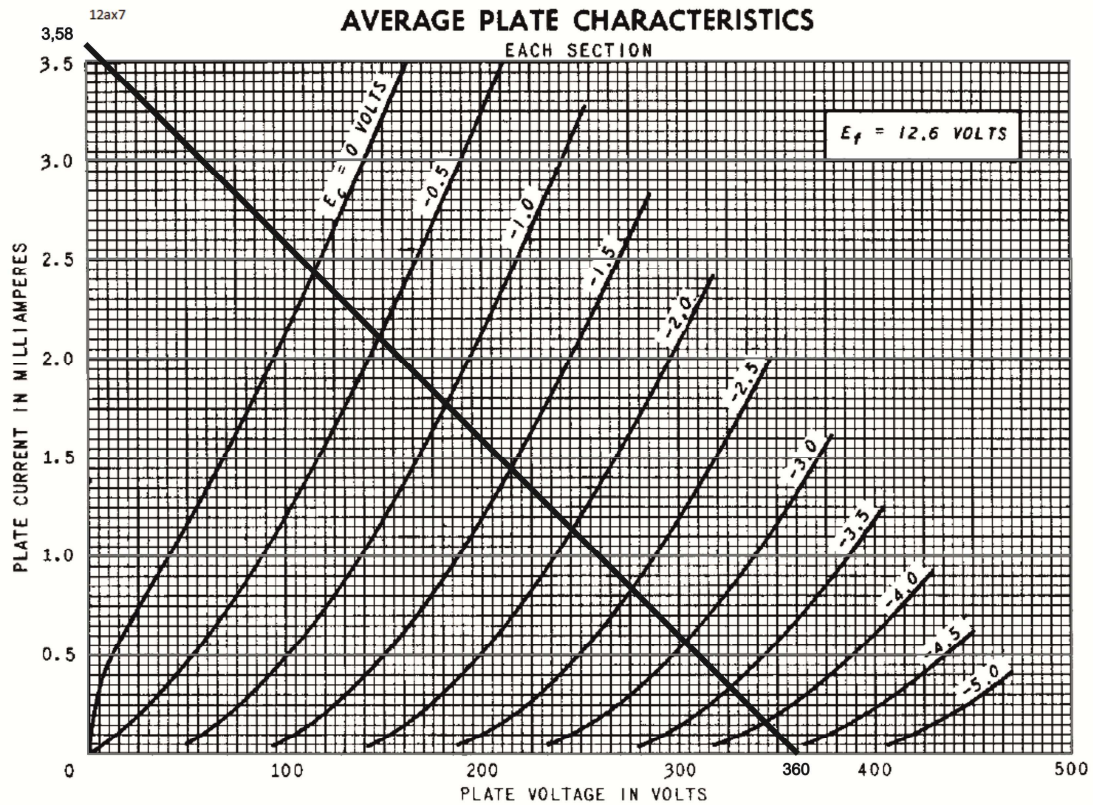


Figura 2.22. Recta de carga de V_{2b} (12AX7WC)

Dentro de la recta de carga el punto concreto de polarización de la etapa será fijado por la resistencia de cátodo R14. En este caso una tensión de placa en torno a los 340V-350V, se ha calculado su valor a continuación.

$V_g \approx -4V$	@	$V_a = 360V$
$I_a \approx 0,13mA$	@	$V_a = 360V$

Estableciendo una tensión de rejilla aproximadamente igual a -4V es posible obtener una tensión de placa V_a de 345V y, considerando la corriente de cátodo aproximadamente igual a la corriente de placa es posible calcular la resistencia de cátodo como:

$$R_k = R_{14} = \frac{V_g}{I_a} = \frac{4}{0,13m} = 30,76K\Omega \approx 33K$$

Este punto de polarización además permite trabajar con mayores amplitudes en la señal de entrada que en otras etapas, al mostrar una tensión negativa de rejilla en continua mayor. De este modo se evita en mayor medida que, debido al balanceo de la señal de entrada esta aproxime la tensión V_{gk} a 0V, lo cual aumentaría considerablemente la corriente de rejilla, produciendo un recorte severo de la señal de entrada. Este tipo de efecto, debido al espectro generado no es deseable.

[5.3.3.Apartado:-Distorsión debida a la corriente de rejilla]

En ocasiones, determinar la cantidad necesaria de distorsión para producir el sonido deseado es complicado a priori pues depende de los gustos del usuario y de su percepción, por lo cual a pesar de implementar un potenciómetro para ajustar la ganancia de la etapa en ocasiones es necesario realizar ajustes en el punto de polarización una vez percibido el resultado de forma experimental. La *Figura 2.23* muestra el resultado del punto de trabajo concreto seleccionado.

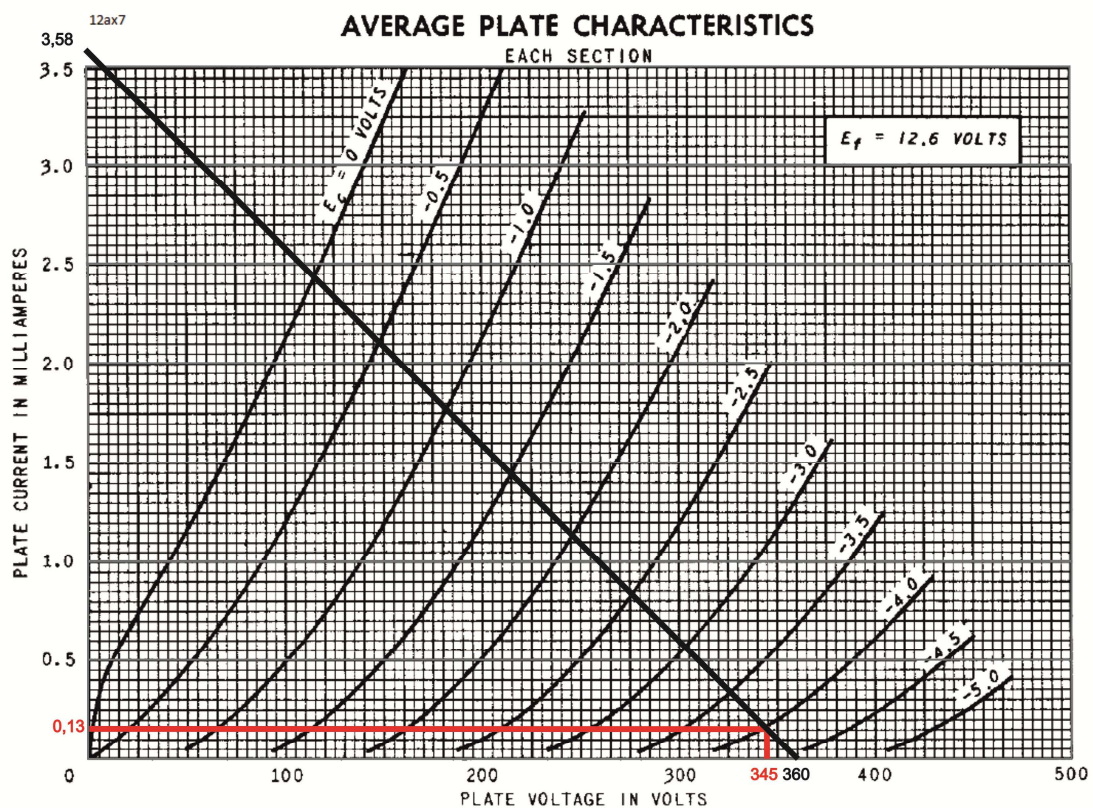


Figura 2.23. Punto de trabajo de V2b (12AX7WC)

-Trabajo en pequeña señal: Circuito equivalente en pequeña señal. Lead (Primera etapa)

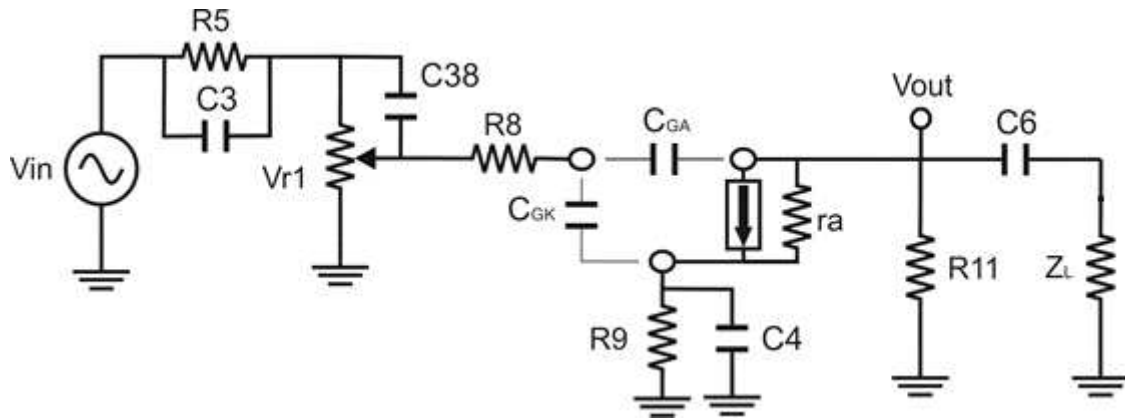


Figura 2.24: C.E.P.S. Canal Lead (Primera etapa)

-Trabajo en pequeña señal: Ganancia (Primera etapa)

Las condiciones de trabajo de esta primera etapa del canal *lead* vienen determinadas por la necesidad de una alta ganancia en pequeña señal, de tal modo que se obtenga una gran amplitud en la señal de salida del amplificador, a la vez que una saturación relativamente moderada. Para conseguir esta alta ganancia en frecuencias medias se ha desacoplado la resistencia de cátodo mediante C4, de tal modo que ésta queda únicamente determinada por la resistencia de ánodo, resistencia interna del triodo y su transconductancia, tal y como indica la expresión Resultado 7.10. El desarrollo matemático en pequeña señal que entrega este resultado puede observarse en [7.1.5.2 Ganancia canal lead: Segunda etapa].

$$\Delta V_{ld1} = \alpha(-g_m \cdot R_{11} \parallel r_a)$$

Resultado 7.10

$$\Delta V_{ld1} = (1) \cdot (-1600\mu \cdot 100K \parallel 62,5K) = -61,53 @ \alpha=1$$

Considerando nuevamente $g_m=1600\mu$ y $r_a=62,5K$ [9. Hojas de datos], se obtiene una ganancia máxima de aproximadamente 60V/V. Este factor de amplificación es suficientemente elevado como para generar saturaciones considerables ya en la primera etapa que compone este canal, sin embargo también es posible seleccionar un nivel menos elevado de ganancia mediante la posición del potenciómetro de ganancia (α) obteniendo grandes amplitudes de salida dentro de la zona de trabajo lineal, con el aporte de contenido armónico que esto conlleva.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de entrada (Primera etapa)

En el caso de la primera etapa que conforma el previo del canal lead La impedancia de entrada presente en para este previo está únicamente determinada por la resistencia variable VR1. Resultado 7.11

Debido a esto es necesaria la selección de un potenciómetro de valor resistivo elevado para obtener una respuesta más óptima e independiente en esta etapa. Sin embargo, el valor de VR1 también determinará la sensibilidad del dicho potenciómetro para selección de ganancia. Un valor resistivo muy elevado desembocaría en un potenciómetro demasiado sensible y tan sólo útil en un pequeño ángulo de selección, por lo que el rango de acción de este quedaría muy limitado. Es necesario por tanto adoptar una solución de compromiso entre ambos criterios. Normalmente, para el caso de esta configuración en etapas con triodos 12AX7, que presentan esta disposición del potenciómetro de selección de ganancia, el valor suele estar comprendido entre 250K y 1M. Esto es debido a la impedancia de entrada que presenta dicho dispositivo.

En este caso se ha seleccionado el valor VR1=500K como solución ya que este valor es suficientemente elevado para mantener alta la impedancia de entrada y no lo suficiente como para la impedancia de salida presente debido a las etapas anteriores ($Z_{out} || Z_{in.cl}$) no resulten significativas en el divisor resistivo conformado, adaptando el rango de selección de ganancia deseado a la totalidad del recorrido del potenciómetro.

$$Z_{in.ld1} = VR1$$

Resultado 7.11

$$Z_{in.ld1} = 500K$$

Otro aspecto a tener en cuenta es que la correlación estímulo-respuesta del oído humano mantiene una correspondencia logarítmica respecto a la percepción de volumen [Fwl11]. Esto determina que es necesario seleccionar un potenciómetro de relación logarítmica para que el usuario perciba un aumento del volumen y ganancia proporcional a la posición del potenciómetro.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de salida (Primera etapa)

Como en casos anteriores, la impedancia de salida en una etapa de cátodo común está determinada por el paralelo conformado por la resistencia de carga (en este caso considerada como la resistencia de ánodo R11) y la resistencia interna del triodo V2a, tal y como se puede observar en la expresión Resultado 7.12.

$$Z_{out.ld1} = R11 || r_a$$

Resultado 7.12

$$Z_{out.ld1} = 100K || 62,5K = 38,5K$$

-Respuesta en frecuencia: Bajas frecuencias (Primera etapa):

Los elementos que determinan la respuesta en bajas frecuencias en la primera etapa del canal *lead* son aquellos que configuran filtros de tipo paso-alto, siendo estos elementos **C3**, **C4**, **C6** y **C38** y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de **C3** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.37. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 Canal lead: Primera Etapa]

$$Z_{C3} = \frac{Rg + \alpha VR1}{1 + \left(\frac{Rg}{R5} + \frac{\alpha VR1}{R5} \right)}$$

Resultado 7.37

La función de este condensador es conformar un filtro de paso alto que permita realzar las medias y altas frecuencias (hablando en términos de audio) añadiendo una mayor “presencia” al canal al resaltar estas frecuencias sobre los graves. Este tipo de configuración de filtro de paso alto determina lo que se denomina “*mid booster*” y su frecuencia de corte se situará en torno a 300hz.

$$Z_{C3} = \frac{47,5K + \alpha 500K}{1 + \left(\frac{47,5K}{470K} + \frac{\alpha 500K}{470K} \right)}$$

$$Z_{C3} = 43,14K \quad @ \alpha = 0$$

$$Z_{C3} = 252,89 \quad @ \alpha = 1$$

Siendo $Rg = Z_{out.1} \parallel Z_{in.cl} = 47,5K$. Definiendo por tanto una frecuencia de corte deseada en torno a 300Hz, y teniendo en cuenta que el polo introducido en altas frecuencias por C38 aún no está activo queda anulada la dependencia de la frecuencia de corte de C3 con el factor α , y es posible calcular su valor para cumplir dichos requerimientos.

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C3} \cdot fc_{C3}}$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot 252,89K \cdot 300Hz} = 2,1nF \approx 2,2nF$$

Por tanto la frecuencia de corte deseada se obtiene con un valor de $C3=2,2nF$.

- En el caso de **C38** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.40*. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 Canal lead: Primera Etapa]

$$Z_{C38} = \frac{Rg + \alpha VR1}{1 + \left(\frac{Rg}{(1-\alpha)VR1} + \frac{\alpha VR1}{(1-\alpha)VR1} \right)}$$

Resultado 7.40

Este condensador conforma un filtro de paso alto que permita realzar altas frecuencias añadiendo una mayor “presencia” al canal al resaltar estas frecuencias sobre los graves. Este tipo de configuración de filtro de paso alto determina lo que se denomina “*treble booster*”.

Es necesario destacar que esta etapa con altas ganancias seleccionadas, introduce una gran cantidad de distorsión y armónicos múltiples (principalmente pares) de la frecuencia fundamental. Estos múltiplos de frecuencia también están lógicamente presentes en la franja de agudos, generándose tonos por encima del ancho de banda original del instrumento. Este efecto desemboca en una mayor presencia de agudos con altas distorsiones, por lo que el efecto de realce de altas frecuencias introducido por un condensador con la misma configuración que C38 puede resultar excesivo en altas ganancias o, enfocado de otra forma, sólo es necesario resaltar estas frecuencias en ganancias más bajas con menores distorsiones.

Este es el motivo del punto donde se sitúa C38 en el circuito y de la dependencia de la respuesta en frecuencia de este condensador con el factor α o la ganancia de la etapa. Cuando el mando del potenciómetro se sitúa en su máximo valor ($\alpha = 1$) la impedancia observada por C38 es nula, por tanto este componente no tiene efecto alguno sobre el circuito. Sin embargo a medida que la ganancia es disminuida, la impedancia que observa aumenta, desembocando en una mayor presencia de altas frecuencias.

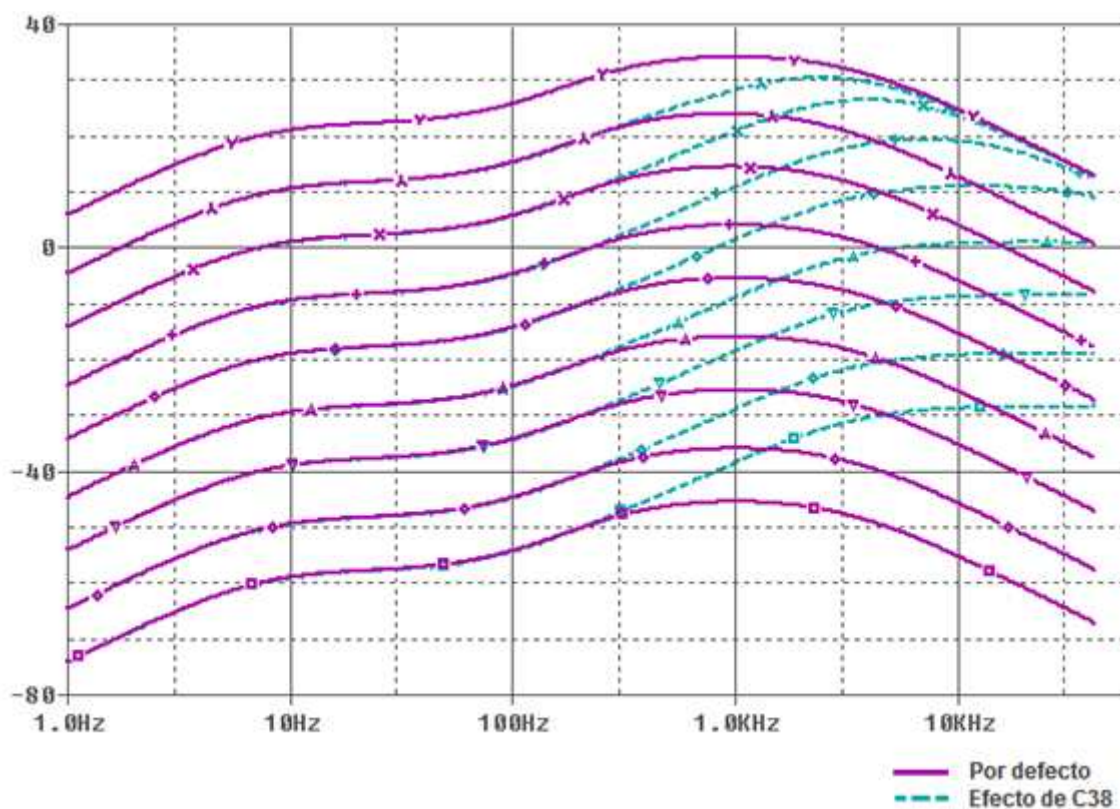


Figura 2.25. Respuesta en frecuencia: Efecto de C38 sobre la primera etapa del canal Lead

Para simplificar los cálculos para obtener una respuesta en frecuencia deseada en función de la ganancia se ha hecho uso de una simulación del previo en PSPICE®. Mediante esta herramienta se ha determinado el valor de C38 como 120pF, obteniendo una respuesta en frecuencia que realce las frecuencias por encima de 1.3KHz, tal y como se muestra en la Figura 2.25.

Esta frecuencia de corte ha sido seleccionada debido a que corresponde a la frecuencia fundamental de la nota más aguda producida por la guitarra eléctrica, de tal forma que el filtro destacará los armónicos de alta frecuencia introducidos tanto por el instrumento de forma natural como los introducidos por la distorsión presente en la etapa (armónicos de altas frecuencias pero bajo orden).

- En el caso de **C4** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.38. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 .Canal lead: Primera Etapa]

$$Z_{C4} = R9 \parallel \frac{(R11 \parallel Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra} \quad \text{Resultado 7.4}$$

$$Z_{C4} = 1,8K \parallel \frac{(100K \parallel 1,47M) + 62,5K}{1 + 1600\mu \cdot 62,5K} = 1,59K\Omega$$

Siendo Z_L la impedancia observada desde la salida de la etapa, $Z_L = Z_{in.ld2} = 1,47M$ [9.1. Notación] y gm la transconductancia del triodo Sovtek® 12AX7WC y ra su resistencia anódica interna. Ambos datos se encuentran disponibles en las hojas de datos del dispositivo [9.Hojas de datos]

La función que cumple este dispositivo es la de un condensador de desacoplo de cátodo, cuya función es aumentar la ganancia en pequeña señal en frecuencias medias. En este caso, además cumplirá la función de atenuación de muy baja frecuencia, esto es que su frecuencia de corte se situará en torno a los 100Hz, de tal forma que se produzca lo que se denomina un desacoplo parcial de cátodo (*partial bypassed cathode*). Según este criterio el valor de C4 se puede calcular fácilmente como:

$$fc_{C4} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C4} \cdot C4}$$

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C4} \cdot fc_{C4}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,59K \cdot 100Hz} = 1\mu$$

- En el caso de **C6** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.39. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 Canal lead: Primera Etapa].

$$Z_{C6} = R11 \parallel ra + Z_{IN.ld2} \quad \text{Resultado 7.59}$$

$$Z_{C6} = R11 \parallel ra + Z_{IN.ld2}$$

Siendo Z_L la impedancia observada desde la salida de la etapa, $Z_L = Z_{in.ld2} = 1,47M$ [9.1. Notación] y gm la transconductancia del triodo Sovtek® 12AX7WC y ra su resistencia anódica interna. Ambos datos se encuentran disponibles en las hojas de datos del dispositivo [9.Hojas de datos].

La función de C6 es la de condensador de desacoplo entre etapas, por lo que la única consideración a tener en cuenta es que su frecuencia de corte no influya en las bajas frecuencias, por lo que ha de seleccionarse un condensador de capacidad suficiente como para situar la frecuencia de corte máximo en 20Hz. Esta consideración es más que ideal, no solo porque considera audible los 20Hz si no porque el sonido más grave emitido por la guitarra eléctrica se sitúa en torno a 82Hz (Mi).

$$f_{C6} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C6} \cdot C6}$$

$$20Hz = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5M \cdot C6}$$

$$C6 > \frac{1}{2\pi \cdot 298,67K \cdot 20Hz} = 5,3nF \rightarrow 22nF$$

-Respuesta en frecuencia: Altas frecuencias (Primera etapa):

Los elementos que determinan la respuesta en altas frecuencias en la primera etapa del canal *crunch* son aquellos que configuran filtros de tipo paso-bajo, siendo estos elementos C_{GA} y C_{GK} y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de C_{GA} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.42*. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 Canal lead: Primera Etapa]

$$Z_{Cga} = [R8 + (\alpha)VR1 \parallel Rg] + (R11 \parallel ra \parallel Z_L) \cdot [1 + gm \cdot (R8 + (\alpha)VR1 \parallel Rg)]$$

Resultado 7.42

Teniendo en cuenta que $Rg = Z_{out.1} \parallel Z_{in.cl} = 47,5K$ y $Z_L = Z_{in.ld2} = 1,47M$, es posible el cálculo de la frecuencia de corte para una capacidad parásita $C_{ga} = 1,7pF$, una transconductancia $gm = 1600\mu$ y una resistencia interna aproximada $ra = 62,5K$. Estos datos están disponibles en las hojas de datos del triodo Sovtek® 12AX7WC [9.Hojas de datos].

$$Z_{Cga} = [R8 + (\alpha)500K \parallel 47,5K] + (100K \parallel 62,5K \parallel 1,47M) \cdot [1 + 1600\mu \cdot (R8 + (\alpha)500K \parallel 47,5K)]$$

Haciendo uso de R8 se pretende limitar el ancho de banda de la etapa, situando la frecuencia de corte de ésta en torno a los 3,5Khz. El criterio de selección de la frecuencia seleccionada ha sido es debido a que corresponde al máximo valor de armónicos naturales producido por la guitarra eléctrica, obteniéndose en éstos una atenuación de al menos 3dB. Esto es así debido a que el objetivo en frecuencia de esta primera etapa es obtener un sonido con menor presencia en agudos, sin embargo es posible la selección de un valor resistivo menor para conseguir un sonido “más

abierto” o “afilado” [1.2.6.Canál Lead: Consideraciones iniciales] . Según este criterio y el valor de C_{ga} antes mencionado se obtiene:

$$f_{C_{ga}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C_{ga}} \cdot C_{ga}}$$

$$Z_{C_{ga}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{C_{ga}} \cdot C_{ga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,5KHz \cdot 1,7p} \approx 27M\Omega \rightarrow R8 = 470K$$

Como se puede observar, con $R8=470K$ se obtiene la frecuencia de corte deseada. En este caso, la impedancia equivalente depende del factor α , sin embargo su influencia en la frecuencia es mínima, por lo que el desplazamiento del polo producido puede considerarse despreciable.

- En el caso de C_{gk} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.41. El desarrollo matemático que entrega esta expresión está disponible en [7.2.4 Canál lead: Primera Etapa]

$$Z_{C_{gk}} = R8 + Rg \parallel VR1 \quad \text{Resultado 7.41}$$

$$Z_{C_{gk}} = R8 + 47,5K \parallel 500K$$

Siendo $Rg = Z_{out.1} \parallel Z_{in.cl} = 47,5K$. En este caso la función de $R8$ es aumentar la impedancia vista desde la capacidad parásita C_{gk} , de tal modo que el ancho de banda de la etapa quede limitado en muy altas frecuencias, estabilizando la respuesta del sistema y evitando la introducción de interferencias de alta frecuencia. Como se puede observar en los cálculos a continuación, la presencia de $R8$ sitúa la frecuencia de corte de C_{gk} en torno a los 200Khz, (teniendo en cuenta $C_{gk}=1,6pF$). De este modo la influencia del polo introducido es imperceptible sobre las frecuencias de audio (una década por encima de la máxima frecuencia audible), sin que esto sea así para las altas frecuencias por encima del rango audible.

$$f_{C_{gk}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C_{gk}} \cdot C_{gk}}$$

$$f_{C_{gk}} = \frac{1}{2\pi \cdot (470 + 47,5K \parallel 500K) \cdot 1,6p} = 194,7Khz$$

$$R8 = \frac{1}{2\pi \cdot 200KHz \cdot 1,6p} - 47,5K \parallel 500K = 454K \approx 470K$$

-Trabajo en pequeña señal: Circuito equivalente en pequeña señal. Lead (Segunda etapa)

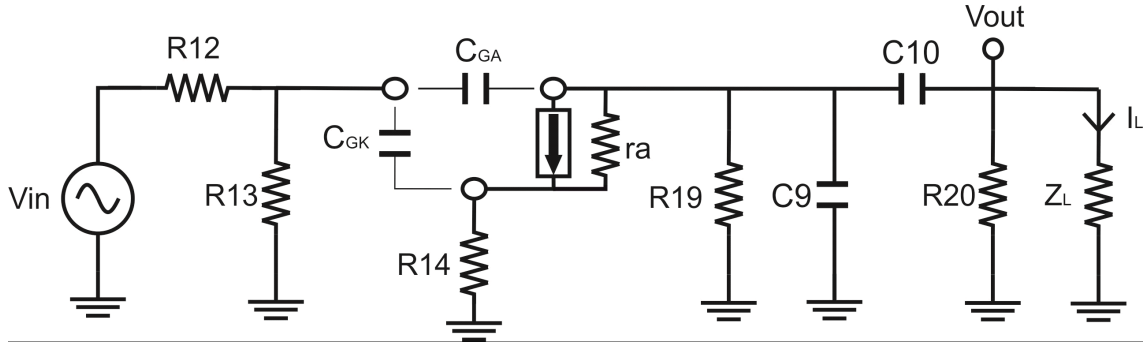


Figura 2.26: C.E.P.S. Canal Lead (Segunda etapa)

-Trabajo en pequeña señal: Ganancia (Segunda etapa)

Tal y como se ha descrito anteriormente, en esta etapa la ganancia en pequeña señal no es algo primordial ya que su respuesta característica se basa principalmente en la severa saturación producida en la salida debida al punto de polarización. Además, la etapa precedente (canal *lead* primera etapa) muestra ya una alta ganancia, por lo que la rejilla de V2b está gobernada por tensiones de grandes amplitudes, motivo por el cual es polarizada en continua con mayores tensiones negativas (-4V) que el resto de las etapas. Las grandes amplitudes son adaptadas mediante el uso de R12 y R13, por lo que la expresión que determina la ganancia total de la etapa puede observarse en Resultado 7.13. El desarrollo matemático que lleva a la expresión está disponible en [7.1.5.2 Ganancia canal lead: Segunda etapa].

$$\Delta V_{ld2} = \frac{-gm \cdot R19 \parallel R20 \cdot ra}{R19 \parallel R20 + (1 + gm \cdot R14) \cdot ra + R14} \cdot \frac{R13}{R12 + R13}$$

Resultado 7.13

$$\Delta V_{cl} = \frac{-gm \cdot R15 \cdot ra}{R15 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra + R16}$$

Teniendo en cuenta la adaptación de niveles del divisor de tensión R12-R13, la ganancia proporcionada por la etapa deseada debe estar cercana a la unitaria según los criterios mencionados. Se ha considerado $gm=1600\mu$ y $ra=62,5K$, valores típicos mostrados en el las hojas e datos del triodo 12AX7 [9.Hojas de datos] .

$$\Delta V_{ld2} = \frac{-1600\mu \cdot 100K \cdot 62,5K}{100K + (1 + 1600\mu \cdot 39K) \cdot 62,5 + 39K} \cdot \frac{R13}{R12 + R13}$$

$$\Delta V_{ld2} = -2,43 \cdot \frac{R13}{(R12 + R13)}$$

La función de R20 es simplemente mantener el condensador C10 referenciado a masa cuando el canal limpio está activado, de este modo se asegura que no exista ninguna tensión presente no deseada en el interruptor del relé cuando se encuentra abierto, que pueda desembocar en interferencias. Debido a esta función R20 será seleccionada con un valor resistivo muy elevado (R20=2,2M) de tal forma que, debido a su configuración en paralelo en alterna con R19 y R18 su influencia sea mínima sobre cualquier ganancia o la respuesta en frecuencia.

Para el caso de R12-R13, se estima necesaria una atenuación mínima de un 30% de la señal de salida de la primera etapa del canal lead, de tal forma que la ganancia de la etapa sea aproximadamente igual a 1. Considerando que las ganancias reales se estiman menores que las condiciones ideales presentadas en el datasheet [9.Hojas de datos], se ha determinado R13=2R12 de tal modo que el resultado ideal se aproxime a la unidad en mayor medida. Según este criterio se han seleccionado los valores estandarizados de R13=1M y R12=470K, valores que compatibilizan este criterio y el de mantener un impedancia de entrada elevada.

$$\Delta V_{ld2} = \frac{R13}{(R12 + R13)} \cdot 2,43$$

$$\Delta V_{ld2} = \frac{1M}{(470K + 1M)} \cdot 2,43 = 1,65$$

Es necesario volver a resaltar que será el resultado experimental el que determinará posteriormente la necesidad de una mayor atenuación o no en este divisor resistivo, a pesar de la estimación realizada a priori de una ganancia real menor a la teórica. Esto es debido a que, aunque es perfectamente posible cuantificar la ganancia y un porcentaje recorte y saturación en la señal de salida resultante en la etapa de forma ideal, es difícil prever con exactitud si desembocará en un resultado atractivo al oído y musical. En caso de que esta saturación resulte excesiva podría generar un sonido demasiado “áspero”, perdiendo gran parte del “carácter original de la señal”. En este caso se realizarán ajustes en este divisor para proporcionar una atenuación mayor o ajustes en el punto de trabajo de la etapa a través de la variación de R14.

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de entrada (Segunda etapa)

La impedancia de entrada en es fijada por las resistencias R12 y R13 que conforman el divisor resistivo en la entrada de esta segunda etapa. Es por eso que anteriormente el criterio de selección del valor de estas resistencias comprendía el uso de valores resistivos elevados, acercando la etapa a un resultado ideal.

$$Z_{in.ld2} = R12 + R13$$

Resultado 7.14

$$Z_{in.ld2} = 470K + 1M = 1,47M$$

-Trabajo en pequeña señal: Impedancia de salida (Segunda etapa)

En la segunda etapa del canal *lead* la impedancia de salida queda conformada por el paralelo mostrado en *Resultado 7.15*. La influencia de R20, debido a su alto valor resistivo es mínima. Aunque es cierto que el valor de esta resistencia podría ser tomado en cuenta para producir una impedancia de salida menor (y por tanto más cercana a la idealidad) esto desembocaría también en menores ganancias y efectos sobre la respuesta en frecuencia. Aun así, teniendo en cuenta que se trata una etapa en configuración cátodo común, la resistencia de salida obtenida es aceptable para esta aplicación.

$$Z_{out.ld2} = R19 || R20 || [R14 + (1 + gm \cdot R14) \cdot ra] \quad \text{Resultado 7.15}$$

$$Z_{out.ld2} = 100K || 2,2M || [39K + (1 + 1600\mu \cdot 39K) \cdot 62,5K] = 92,8K$$

-Respuesta en frecuencia: Bajas frecuencias (Segunda etapa):

Los elementos que determinan la respuesta en bajas frecuencias en la segunda etapa del canal *lead* son aquellos que configuran filtros de tipo paso-alto, siendo estos elementos **C10** y la impedancia equivalente que éste observa. Estas modificaciones en frecuencia se deben a la introducción de un polo y un cero por cada uno de los condensadores anteriormente nombrados. Cada uno de estos condensadores introduce un polo (responsable de un efecto de decremento de la ganancia en función de la frecuencia de -20dB/dec) y un cero (incrementando la ganancia en función de la frecuencia +20dB/dec).

- En el caso de **C10** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión *Resultado 7.43*. El desarrollo matemático que lleva a esta expresión está disponible en [7.2.5 .Canal lead: Segunda Etapa]. La función de C10 no es más que la de desacoplo entre etapas por lo que su frecuencia de corte no debe significativa en la respuesta de la etapa al situarse ésta por debajo de las frecuencias de audio.

$$Z_{C10} = (R20 || Z_L) + R19 || [R14 + (1 + gm \cdot R14) \cdot ra]$$

Resultado 7.43

$$Z_{C10} = 330K || 2,2M + 100K || [33K + (1 + 1600\mu \cdot 33K) \cdot 62,5K] = 384,1K$$

El cálculo para la estimación del efecto en frecuencia de C10 se ha llevado a cabo teniendo en cuenta las consideraciones de $Z_L = Z_{in.lp} = R18$ además de las entregadas por el *Datasheet* del JJ-Tesla® ECC83-S: $gm=1600\mu$, $ra=62,5K$. [9.Hojas de datos]

Para que la influencia de este componente sobre frecuencias de audio sea mínima es necesario que su frecuencia de corte se sitúe por debajo de los 20Hz, la cual es la mínima frecuencia audible. La estimación de la capacidad mínima que cumple este requerimiento se puede observar a continuación:

$$f_{C10} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C10} \cdot C10} < 20Hz$$

$$C10 > \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C10} \cdot f_{C10}} > \frac{1}{2\pi \cdot 384,1K \cdot 20Hz} > 20,7nF \approx 22nF$$

-Respuesta en frecuencia: Altas frecuencias (Segunda etapa):

Los elementos que determinan la respuesta en altas frecuencias en la segunda etapa del canal lead son aquellos que configuran filtros de tipo paso-bajo, siendo estos elementos **C9**, **C_{GK}** y **C_{GA}** y las impedancias equivalentes que éstos observan.

- En el caso de **C9** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.44. El desarrollo matemático que lleva a esta expresión está disponible en [7.2.5 Canal lead: Segunda Etapa].

$$Z_{C9} = (R14 + (1 + g_m \cdot R14) \cdot r_a) \parallel (R19 \parallel R20 \parallel Z_L)$$

Resultado 7.6

C9 configura un filtro de paso bajo del cual el previo se valdrá para atenuar la excesiva respuesta en altas frecuencias introducida en este tipo de etapa debida a su alta saturación, tal y como es expuesto en [1.2.6.Canal Lead: Consideraciones iniciales]

$$f_{C9} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C9} \cdot C9}$$

$$C9 = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{C9} \cdot f_{C9}}$$

$$C9 = \frac{1}{2\pi \cdot 75,57K \cdot 2,2KHz} = 0,96nF \approx 1nF$$

- En el caso de **C_{GK}** la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.45. El desarrollo matemático que lleva a esta expresión está disponible en [7.2.5 Canal lead: Segunda Etapa].

$$Z_{Cgk} = R14 + Z_{eq} - \frac{R14 \cdot [R14 \cdot (g_m \cdot r_a + 1) + Z_{eq} \cdot g_m \cdot r_a]}{(R20 \parallel R19 \parallel Z_L) + R14 (g_m \cdot r_a + 1) + r_a}$$

$$Z_{eq} = R13 \parallel [R12 + Rg]$$

Resultado 7.7

Según esta expresión es posible calcular si la capacidad parásita C_{gk} tiene alguna influencia sobre las frecuencias de audio. Las consideraciones a tener en cuenta son $R_g = Z_{out,ld1} = 38,5K$, $Z_L = R_{18} = 330K$ y los datos técnicos del triodo Sovtek® AX7WC: $g_m = 1600\mu$, $r_a = 62,5K$, $C_{gk} = 1,6pF$ [9.Hojas de datos]

$$Z_{Cga} = 352K$$

Teniendo en cuenta la impedancia calculada es posible observar como la frecuencia de corte de la capacidad parásita C_{gk} se encuentra muy lejos para producir alguna influencia sobre las frecuencias audibles al situarse en torno a los 4MHz.

$$f_{C_{gk}} = \frac{1}{2\pi \cdot 24K \cdot 1,6pF} = 4,14MHz$$

• En el caso de C_{GA} la impedancia equivalente observada por el dispositivo está determinada por los elementos y sus relaciones indicados en la expresión Resultado 7.46. El desarrollo matemático que lleva a esta expresión está disponible en [7.2.5 Canal lead: Segunda Etapa].

$$Z_{Cga} = \frac{R_{14} \cdot (R_{20} || Z_L || R_{19} + Z_{eq}) \cdot (g_m \cdot r_a + 1) + (R_{20} || Z_L || R_{19}) \cdot [Z_{eq} \cdot (g_m \cdot r_a + 1) + r_a] + Z_{eq} \cdot r_a}{R_{14} \cdot (g_m \cdot r_a + 1) + Z_L + r_a}$$

$$Z_{eq} = R_{13} || [R_{12} + R_g]$$

Resultado 7.46

Donde $R_g = Z_{out,ld1} = 38,5K$, $Z_L = R_{18} = 330K$, $r_a = 62,5K$ es la resistencia interna del triodo y $g_m = 1600\mu$ su transconductancia (datos disponibles las hojas técnicas del triodo JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos]). Sustituyendo y calculando se obtiene:

$$Z_{Cga} = 1M\Omega$$

A partir de este resultado es posible observar como nuevamente la capacidad parásita C_{ga} se encuentra muy lejos de alterar la respuesta en las frecuencias audibles. $C_{ga} = 1,7pF$ (JJ Tesla® ECC83-S [9.Hojas de datos])

$$f_{C_{ga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 706,95K \cdot 1,7pF} = 87KHz$$

-Diagrama de Bode

El diagrama de Bode resultante representa la ganancia del sistema en función de la frecuencia. La fase no ha sido representada debido a su baja relevancia ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta [Vea06], y en un sistema en lazo abierto como el que comprende el previo del canal lead no supone problemas de estabilidad.

La repuesta representada en la figura corresponde a la totalidad del canal *lead*, siendo esto el conjunto formado por la etapa de entrada y las dos etapas de cátodo común que conforman dicho canal.

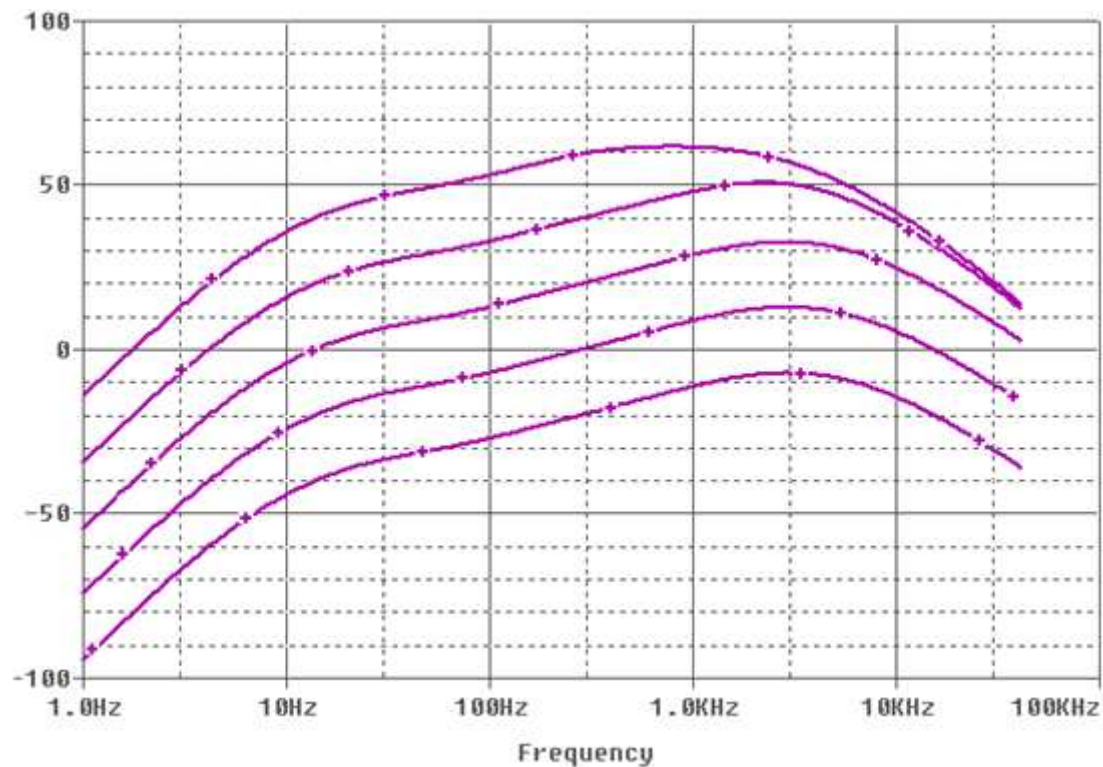


Figura 2.27. Respuesta en frecuencia del canal Lead

-Distorsión

La distorsión presente en las etapas del canal *lead* inherente a los tríodos 12AX7 que las conforman en la zona de trabajo lineal se puede estimar en función de la amplitud de salida presente para una entrada, de forma gráfica mediante *Figura 2.28* y *Figura 2.29*. Esta estimación considera que la distorsión presente es mayoritariamente de segundo armónico y se llevará a cabo a partir de una señal de entrada tal que la etapa se encuentre en un punto cercano a su límite de saturación. Para el caso de la primera etapa, conformada por V2a:

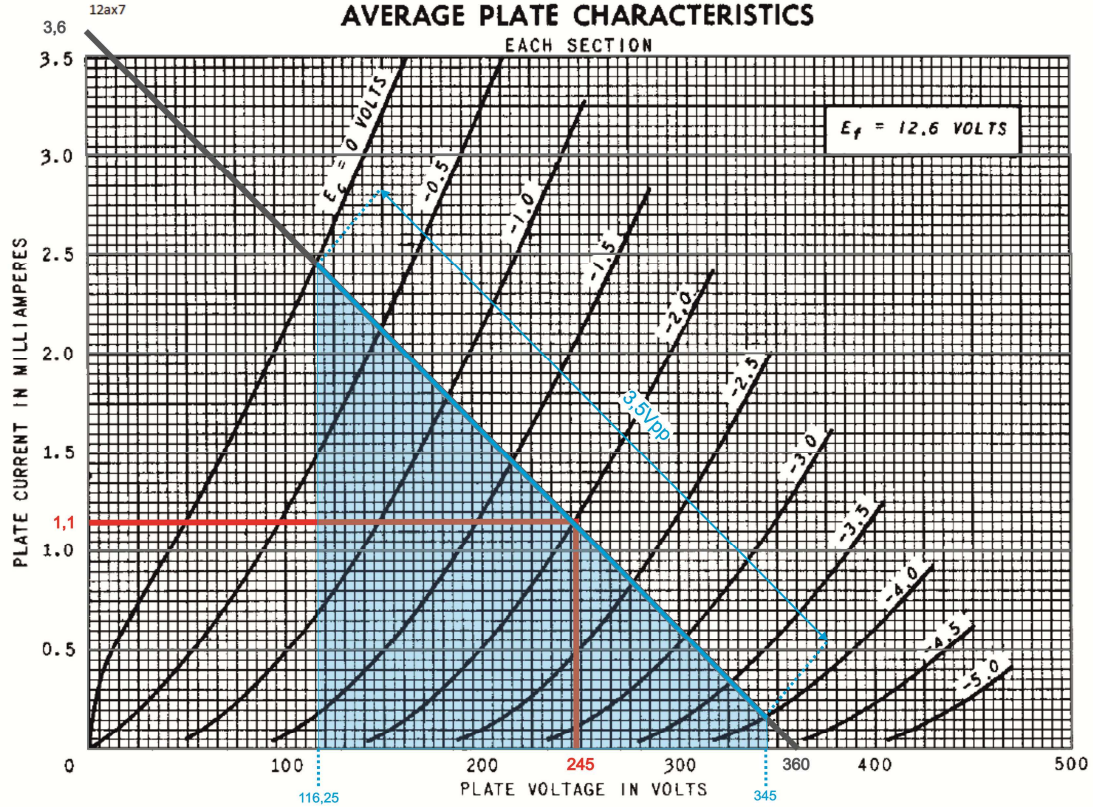


Figura 2.28. Zona de trabajo de V2a (12AX7WC)

A partir de las curvas de la gráfica es posible observar que la distorsión de segundo armónico inherente a la válvula sobre la recta de carga al límite de recorte, es posible calcular en una primera aproximación en función de la compresión asimétrica de los semiciclos positivos y negativos según la ecuación a continuación [Lsf57], como:

$$D2^{\circ} = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100 \quad (ec: 4)$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, por tanto:

$$D2^{\circ} = \frac{(245 - 116,25) - (345 - 245)}{2 \cdot [(245 - 116,25) + (345 - 245)]} \cdot 100 = 8\%$$

Como se puede observar resultado entregado por la ecuación 9 es de una distorsión del 8% aun cuando el previo funciona en zona lineal. A medida que la señal de entrada aumenta de amplitud más allá de este punto se empezaría a presentarse un recorte de los semiciclos positivos, mediante una transición siguiendo una curva suave. A partir de este punto la distorsión presente se incrementa de forma considerable, sin embargo esta primera etapa está diseñada para no alcanzar este punto hasta valores muy altos de ganancia, con amplitudes muy grandes de tensión de entrada,

es decir que la distorsión generada por V2a está ligada principalmente a la comprensión de ganancia natural de la etapa en su zona de trabajo lineal.

Para el caso de la segunda etapa, conformada por V2b:

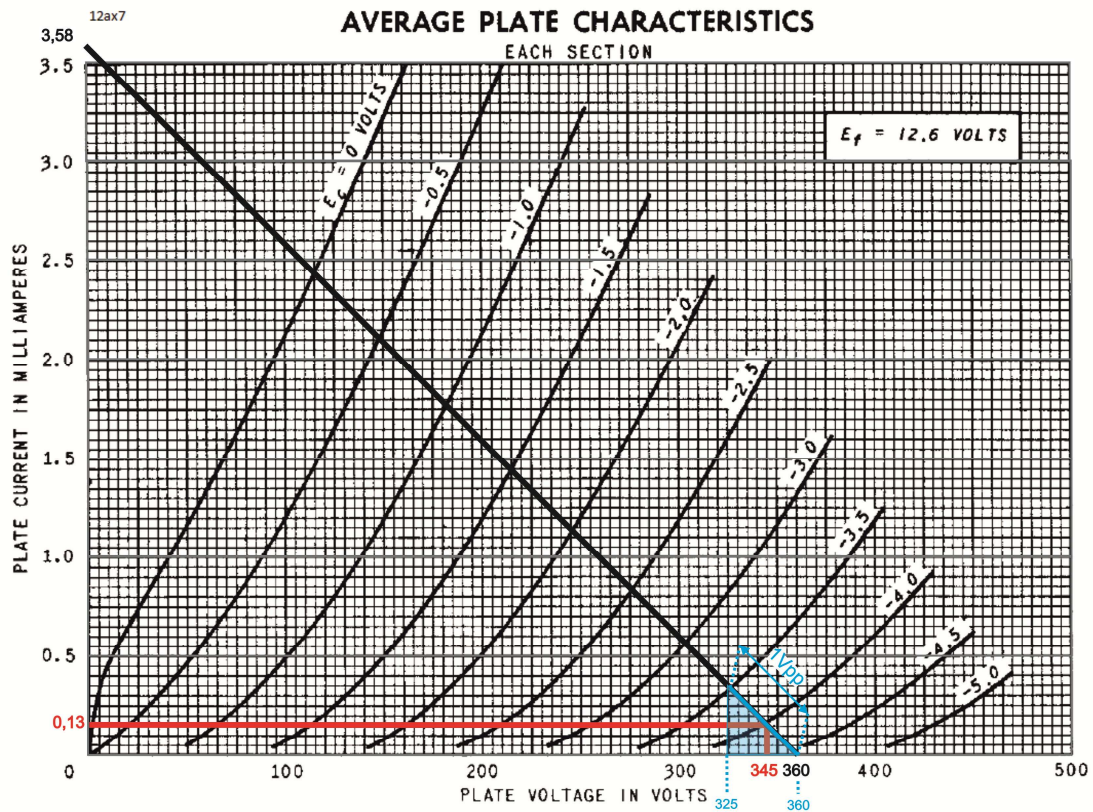


Figura 2.29. Zona de trabajo de V2b (12AX7WC)

Nuevamente a partir de la ecuación 10 [Lsf57] es posible estimar la cantidad de distorsión por segundo armónico inherente a su recta de carga en la zona de trabajo lineal, al límite de recorte.

$$D2^{\circ} = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100 \quad (ec. 5)$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, por tanto:

$$D2^{\circ} = \frac{(345 - 325) - (360 - 345)}{2 \cdot [(345 - 325) + (360 - 345)]} \cdot 100 = 7,15\%$$

El resultado entregado es por tanto una distorsión de un 7,15%, en su zona lineal, sin embargo éste puede considerarse que no es demasiado preciso debido a varios motivos.

En primer lugar, al deberse de un método gráfico, con un margen de amplitudes tan pequeño como el utilizado (debido a la proximidad del punto de polarización con la zona de alimentación) las tolerancias relacionadas con el mismo tienen un gran peso sobre el resultado.

En segundo lugar existe una tensión de trabajo mínima ánodo-cátodo de la válvula, es decir, la tensión de placa nunca alcanzaría la tensión de alimentación V_b . Aunque este efecto no tiene gran peso en estimaciones anteriores debido al pequeño porcentaje de la amplitud de la señal que representaba, en este caso no es posible despreciar su efecto.

Además, es importante destacar que la casi totalidad de la distorsión introducida por esta etapa se debe a la saturación de la misma, es decir, al gran porcentaje de recorte de transición suave que sufre la señal en sus semiciclos positivos. Cuando esto ocurre la cantidad de distorsión presente se incrementa drásticamente, presentando un mayor número de componentes armónicos, por tanto no sería riguroso considerar que entonces se trate de una distorsión predominantemente de segundo armónico.

2.1.6. LAZO DE EFECTOS

-Esquemático y topología

Una vez teniendo en cuenta los requerimientos y medidas expuestas en [1.2.7.Lazo de efectos: Consideraciones iniciales] la respuesta más lógica para abordar este problema consiste en la utilización de una configuración de seguidor de cátodo o *cathode follower*. El circuito a implementar es mostrado en la Figura 2.30. Esquemático inicial del lazo de efectos.

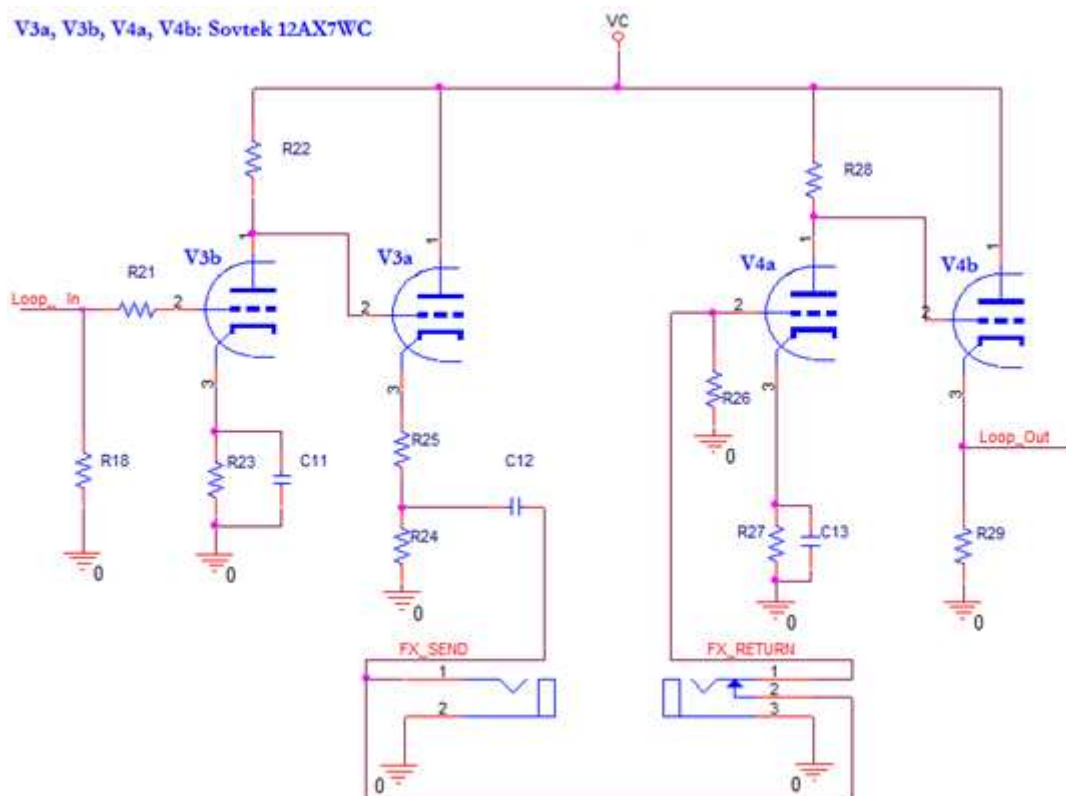


Figura 2.30. Esquemático inicial del lazo de efectos

El circuito seguidor de cátodo se caracteriza por presentar una baja impedancia de salida, una alta ganancia en corriente y mantener una ganancia en tensión cercana a la unidad. Esto sumado a la alta impedancia de entrada de la rejilla de la válvula, determina que la implementación de esta estructura a la salida del previo adapta el amplificador a las condiciones necesarias para el “envío de efectos” (*FX send*), lo cual no es más que independizar el funcionamiento y respuesta del amplificador de los sistemas externos conectados.

Un segundo seguidor de cátodo se implementará en la entrada de “retorno de efectos” (*FX return*). El motivo de esta segunda implementación es nuevamente minimizar la influencia de los sistemas conectados al lazo de efectos sobre el siguiente elemento presente en el amplificador.

Este siguiente elemento será un ecualizador, dónde lógicamente es primordial mantener controlada e invariable la respuesta en frecuencia deseada, independientemente de los elementos presentes en el lazo de efectos.

Dado a que los dispositivos de modulación y efectos externos para guitarra eléctrica trabajan a nivel instrumento, el sistema de seguidor de cátodo a implementar irá precedido por una estructura de cátodo común, permitiendo de este modo un ajuste de ganancia en tensión del circuito. De este modo será posible atenuar la señal a nivel instrumento en la salida o envío y elevar de nuevo la tensión de la señal en la entrada o retorno a los niveles necesarios de trabajo que requiere la etapa de potencia.

Otras consideraciones especiales de montaje y distribución pueden ser consultadas en [2.2 Consideraciones especiales de implementación y distribución]

-Punto de polarización

En el lazo de efectos debido su cometido, el punto de polarización deseado deberá ser tal que minimice la distorsión introducida, para mantener en la medida de lo posible inalterado el resultado obtenido en el previo, por tanto los tríodos que lo conforman trabajarán como es lógico en zona lineal.

La alimentación de esta parte del circuito será independiente a la del previo y se denominará VC. Ésta ha sido elevada hasta los 385V. El fin de estas medidas es por un lado obtener un mayor rango dinámico, sin poner en peligro el dispositivo ($V_a=300V_{\text{máx}}$) y por otro independizar en la medida de lo posible la tensión alimentación del lazo de efectos del consumo de otras partes del circuito como los previos, reduciendo con ello el posible rizado existente en VC y por tanto en esta etapa, donde minimizar el ruido presente es importante debido a los bajos niveles de tensión con los que se trabajará.

Con el fin de maximizar la zona de trabajo libre de distorsión, la tensión de polarización de placa de los tríodos que conforman las configuraciones de cátodo común (V3b y V4b) previos a los seguidores de cátodos (formados por V3a y V4a) será fijada aproximadamente en $VC/2$, dentro de la recta de carga que proporciona una resistencia de ánodo 220K (R22 y R26). Estos valores de resistencias de placa polarizan los tríodos con bajas corrientes de polarización, lo cual desemboca en una menor distorsión no lineal.

$V_a=385V$	@	$I_a=0A$
$I_a \approx 1,75mA$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -4,53\mu S \cdot V_A + 1,75mA \text{ (ec: 11)}$$

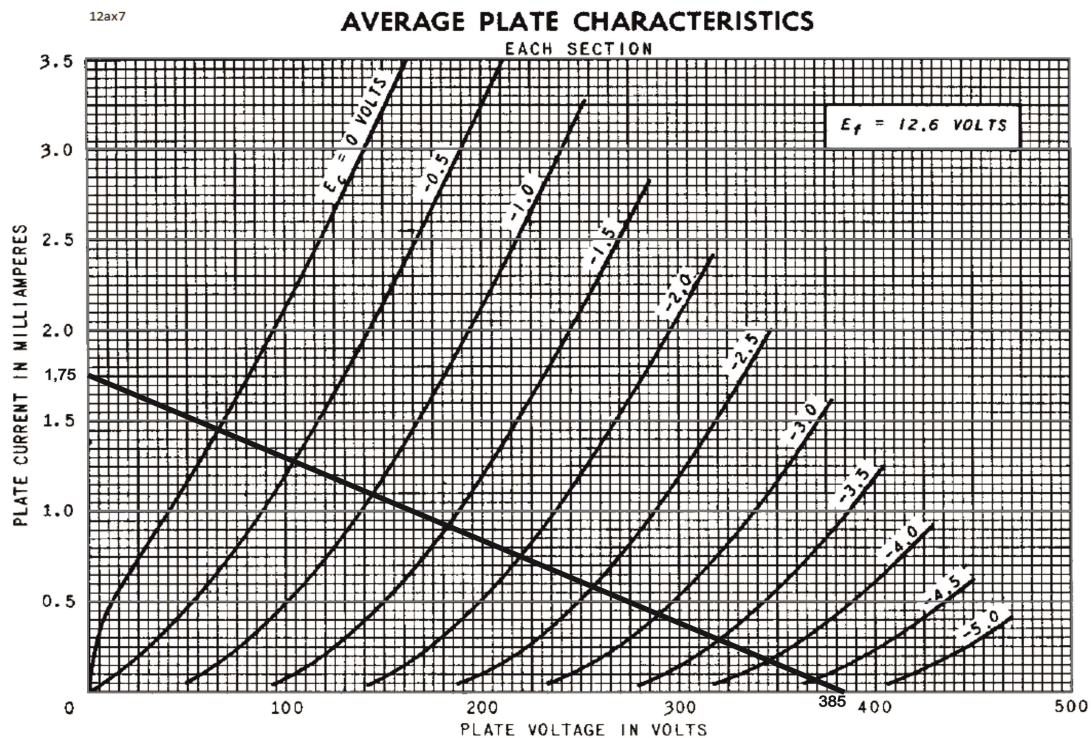


Figura 2.31. Recta de carga de V3b y V4b (12AX7WC)

Una vez obtenida la recta de carga resultante, es necesario fijar el punto de polarización. Para una tensión de polarización de rejilla $V_g = -1,75V$ se alcanzaría una tensión de placa V_A aproximadamente igual a 200V en continua, lo cual se aproxima a los requerimientos antes descritos. Aproximando que la corriente que circula por la placa como igual a la corriente de cátodo se puede deducir el valor de las resistencias de cátodo necesarias:

$V_g \approx -1,75V$	@	$V_A = 385V$
$I_a \approx 0,85mA$	@	$V_A = 385V$

$$R_k = R_{23} = \frac{V_g}{I_a} = \frac{1,75}{0,85m} = 2,05K\Omega \approx 1,8K$$

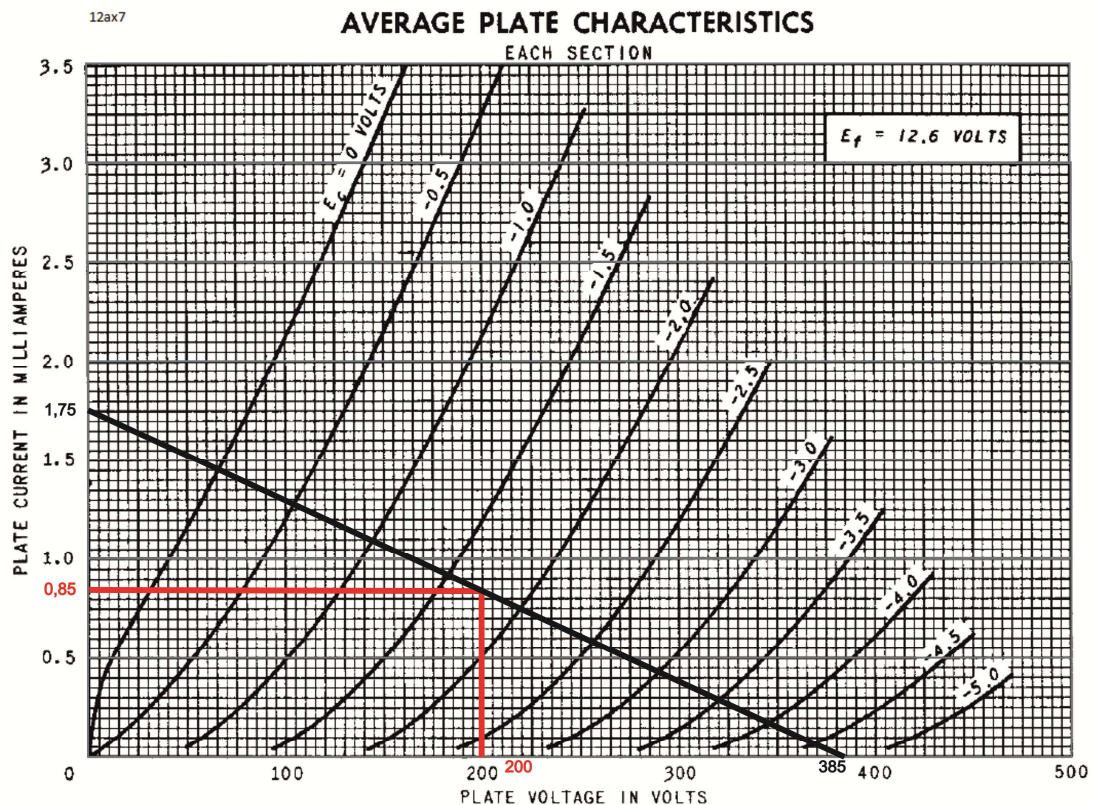


Figura 2.32. Punto de polarización de V_{3b} y V_{4b} (12AX7WC)

En el caso del seguidor catódico, también es posible realizar el análisis a través de la recta de carga, sólo que en este caso la carga del circuito es la resistencia de cátodo (R_{25} - R_{24} y R_{29}). Las resistencias de cátodo en este caso serán de 100K (R_{25} y R_{29}), debido a la excelente linealidad que proporciona el triodo para la zona de trabajo resultante (ver Figura 2.33. Punto de polarización de V_{3a} y V_{4a} (12AX7WC)

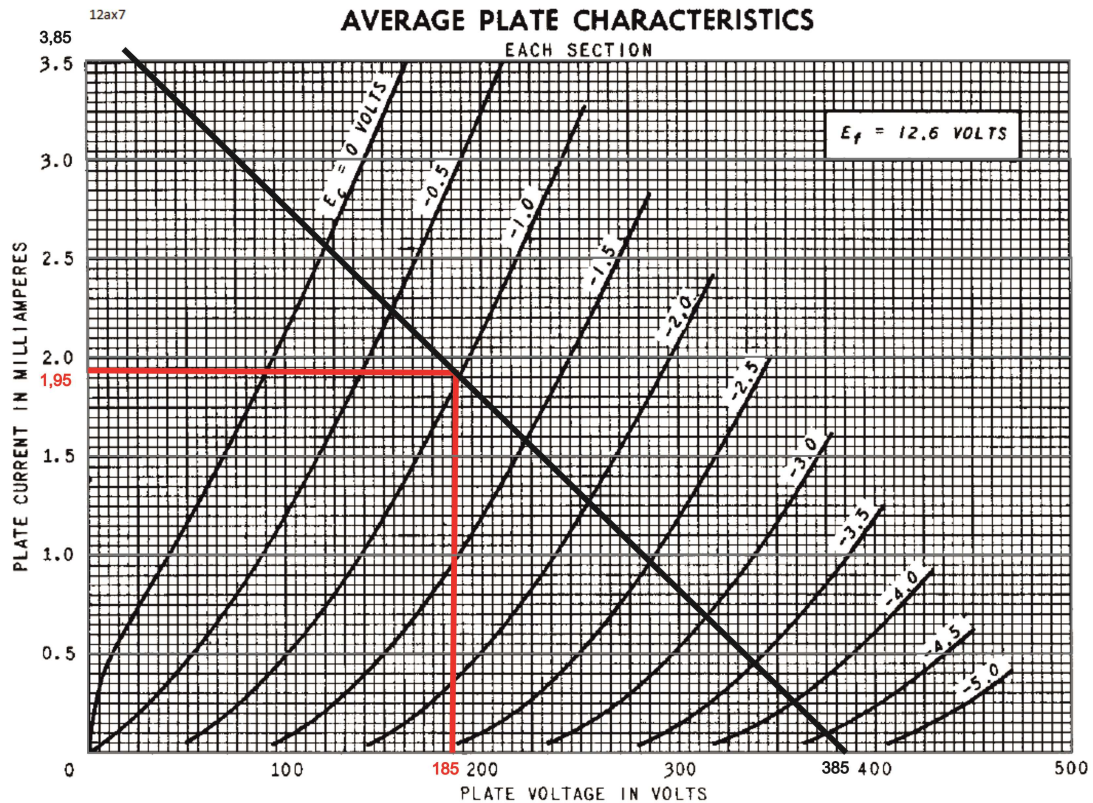


Figura 2.33. Punto de polarización de V3a y V4a (12AX7WC)

Por último, cabe destacar la implementación de una segunda resistencia (R24) de cátodo situada en serie con la carga (R25) del seguidor de cátodo que conforma la etapa de envío de efectos. La salida de éste módulo será tomada entre ambas resistencias de cátodo, de tal modo que se consigue la atenuación de la tensión de salida necesaria para el envío de la señal a los módulos externos, los cuales trabajan a “nivel instrumento”. Si bien es cierto que el añadir esta segunda resistencia de cátodo afecta a la recta de carga, no se ha considerado este efecto debido a que para conseguir la atenuación deseada a la salida el valor óhmico de ésta segunda resistencia puede considerarse despreciable frente a la resistencia original ($R25 \gg R24$).

Según estos requerimientos los valores de estas resistencias han sido definidos como $R24=680\Omega$, $R25=100K$

-Impedancia de salida (envío de efectos)

Debido a la necesidad de independizar el funcionamiento del amplificador objeto de este proyecto de los posibles sistemas externos conectados en la cadena de audio a través del lazo de efectos, es necesario que la etapa seguidora de cátodo formada por V3a presente una baja impedancia de salida.

De acuerdo a los requerimientos descritos en el pliego de condiciones [10.1.4 Condiciones del lazo de efectos] este sistema debe presentar una impedancia menor que $1K\Omega$.

Según los valores resistivos seleccionados para R24 y R25, es posible calcular la impedancia total de la salida de la etapa y por tanto la del “envío de efectos”:

$$Z_{FXsend} = R24 \parallel (R25 + rk)$$

Siendo rk la impedancia vista desde el cátodo, considerando $ra=62,5K$ y $gm=1600\mu$ según las hojas de datos [9. Hojas de datos], queda definida por:

$$rk = \frac{ra}{1 + gm \cdot ra} = \frac{62,5K}{1 + 1600\mu \cdot 62,5K} = 618\Omega$$

$$Z_{FXsend} = 680\Omega \parallel (10K + 618\Omega) = 640\Omega$$

Por lo que, según este resultado, se puede concluir que se cumple con las especificaciones requeridas.

-Impedancia de entrada (retorno de efectos)

Nuevamente, para que la influencia de los equipos conectados en el lazo de efectos no afecten el correcto funcionamiento del amplificador, es necesario que la entrada de “retorno de efectos” (entrada de la etapa conformada por V4a) presente una elevada impedancia de salida.

De acuerdo a los requerimientos descritos en el pliego de condiciones [10.1.4. Condiciones del lazo de efectos] este sistema debe presentar una impedancia mayor que $500K\Omega$.

Cumplir con esta condición es fácil, debido a la alta impedancia de entrada ligada a los triodos 12AX7. Mediante R26 es posible por tanto fijar el valor concreto de la impedancia de entrada de la etapa. El fabricante en sus hojas de datos [9. Hojas de datos] recomienda como valor máximo $2,2M\Omega$, y como valor típico $1M\Omega$.

Considerando por tanto la impedancia de entrada del triodo como infinita, es posible considerar $Z_{FXreturn} = R26 = 1M\Omega$, con lo cual se cumple con creces con los requerimientos mínimos expuestos.

2.1.7. ECUALIZADOR

-Esquemático y topología

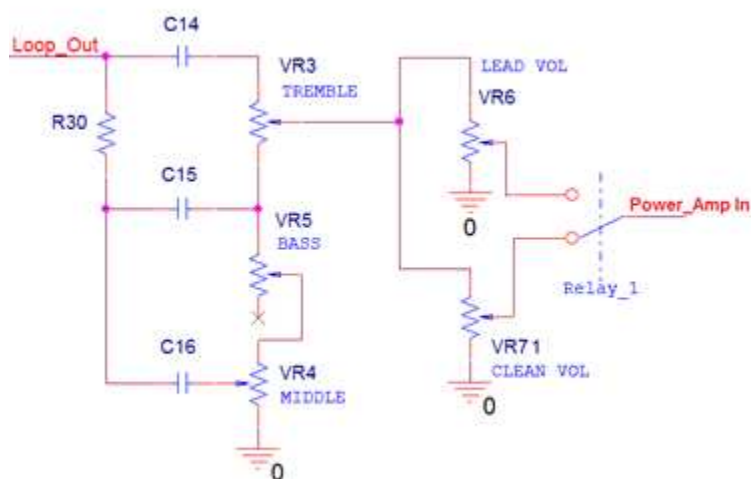


Figura 2.34. Esquemático inicial del ecualizador

-Descripción y funciones

De acuerdo al pliego de condiciones [10.1.5 Condiciones del ecualizador] se ha decidido dotar al amplificador de un ecualizador de tres bandas (agudos, medios y graves) que proporcionen flexibilidad al sistema debido a la necesidad de modificar la respuesta en frecuencia del amplificador una vez que el sonido ya ha sido procesado por el previo para ajustar ésta a los gustos del usuario o a los requerimientos de un determinado género musical.

El sistema constará de una red de tres filtros, cuya función de transferencia podrá ser ajustada mediante el uso de potenciómetros de forma independiente. Este tipo de montaje suele ser común en la mayoría de los modelos clásicos y actuales de la casa Marshall®, sólo que en esta ocasión la respuesta en frecuencia de éstos filtros será calculada en función de los requerimientos del amplificador objeto de este proyecto. La respuesta de los tres filtros es sumada a la salida del ecualizador, donde se implementarán dos potenciómetros que realizarán la función de control de volumen. Estos potenciómetros serán conmutados en conjunto con los previos haciendo uso de un relé, de tal modo que se obtenga un control de volumen independiente para el canal limpio/*crunch* y el canal *lead*.

Para simplificar los cálculos y obtener la respuesta en frecuencia de para cada uno de los posibles rangos de selección del ecualizador se ha hecho uso del programa Tone Stack Calculator® [App02]. Gracias a esta aplicación han podido definirse los valores de los condensadores y resistencias deseados según las consideraciones expuestas en el pliego de condiciones [10.1.5 Condiciones del ecualizador], por lo que es posible determinar que la banda de graves actuará mayoritariamente en el rango 10hz-200hz (Figura 2.35), la banda de medios entre 300hz-2Khz (Figura 2.36) y 1,5Khz-20Khz para la banda de agudos (Figura 2.37). Estos límites han sido definidos a partir del criterio de que la influencia de una banda se considera despreciable respecto a otra si su actuación sobre una determinada frecuencia es menor de 6dB.

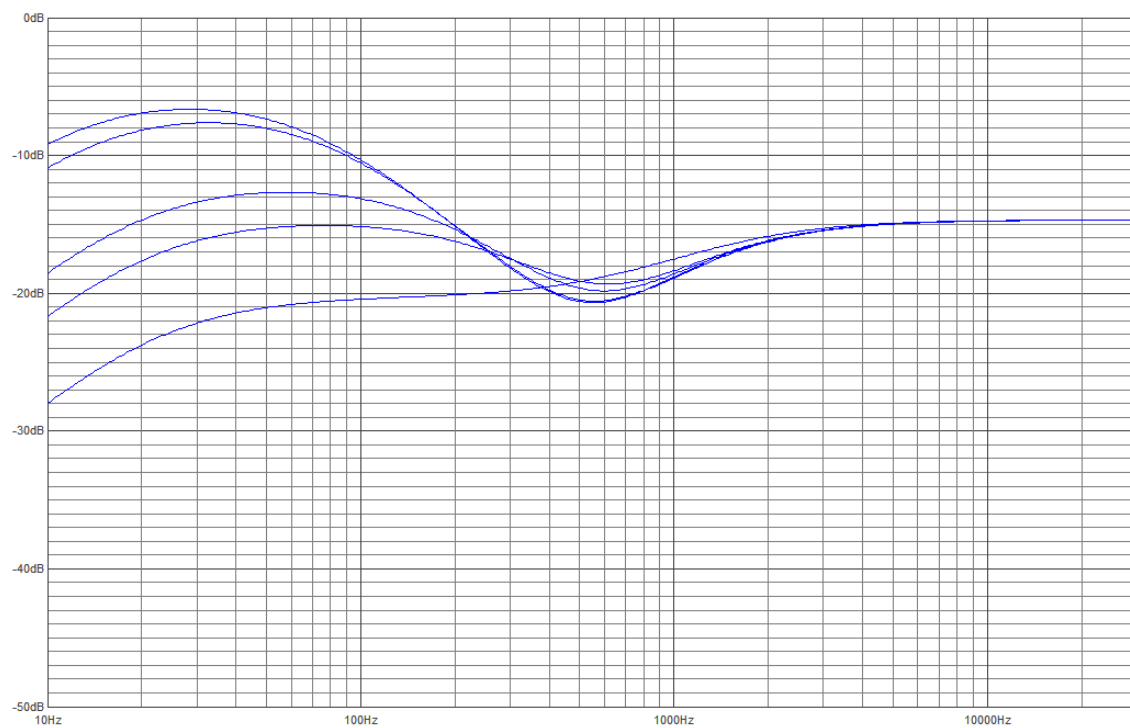


Figura 2.35. Respuesta graves (Bass 0-50-100%, Middle 50%, Treble 50%).

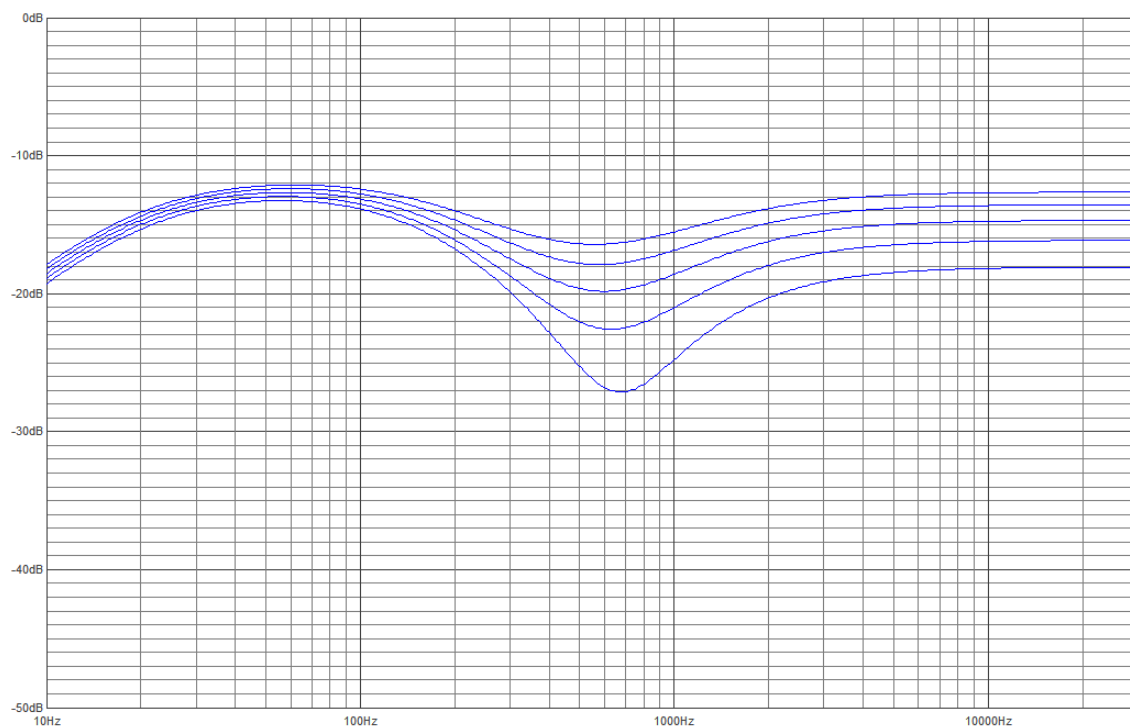


Figura 2.36. Respuesta en medios (Bass 50%, Middle 0-50-100%, Treble 50%)

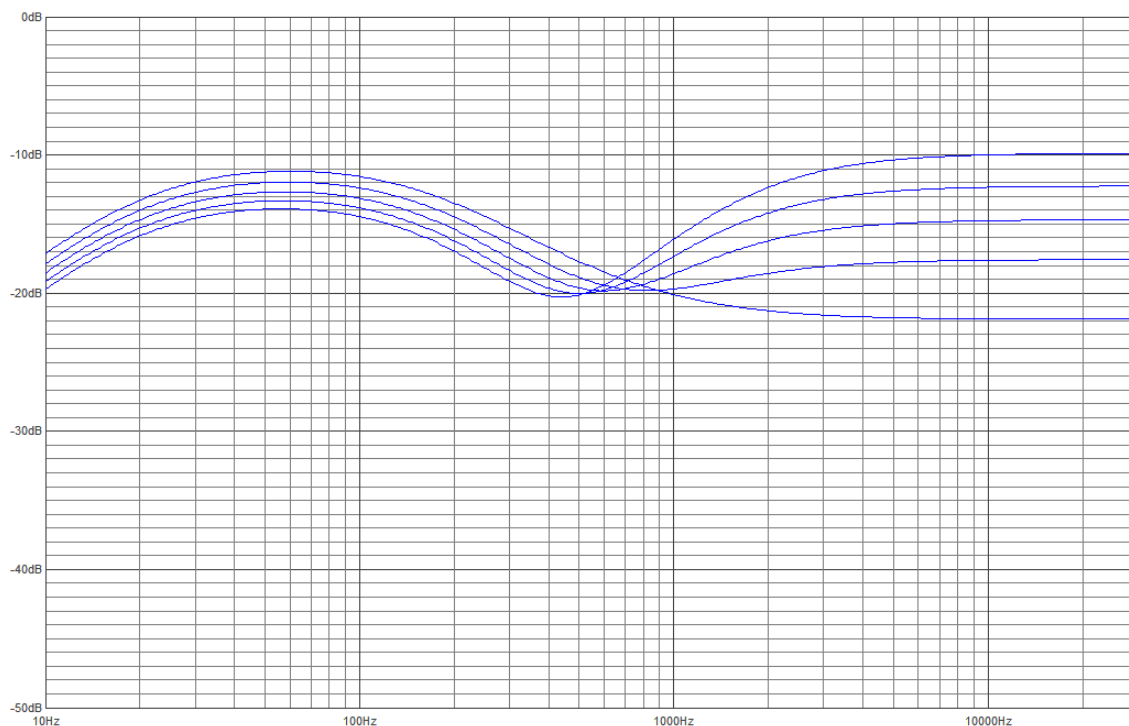


Figura 2.37. Respuesta en agudos (Bass 50%, Middle 50%, Treble 0-50-100%)

Las simulaciones se llevaron a cabo considerando una resistencia de entrada de 100K (impedancia de salida del lazo de efectos R29) y una impedancia de salida de 500K, al implementarse dos potenciómetros de control de volumen de valor 1M en paralelo (VR6 y VR7).

2.1.8. ETAPA INVERSORA DE FASE

-Introducción y principios de funcionamiento.

Debido a los requerimientos del amplificador es necesario implementar una etapa inversora de fase con el fin de producir una salida diferencial con la que sea posible el trabajo de configuración *push-pull* de la etapa de potencia situada a continuación.

El circuito básico es comúnmente conocido como “amplificador diferencial”, lo cual significa que amplifica la diferencia de voltaje existente entre dos entradas. Técnicamente se trata de un amplificador de entrada diferencial (rejillas de V5a y V5b) y salida diferencial en placas de V5a y V5b, donde se producen señales idénticas en voltaje, pero una se encuentra invertida o desfasada 180° con respecto a la otra. Concretamente este circuito es conocido como “*long-tail pair*” y tiene una serie de consideraciones especiales.

En primer lugar, en esta clase de circuitos (Figura 2.38) puede considerarse que en realidad existen tres entradas. La primera es la más obvia, a través de C17 hasta la rejilla de V5a. La segunda entrada se encuentra en el punto común entre R32 y C18. Esta segunda entrada suele ser aprovechada para implementar circuitos de *reverb*, como retorno de efectos, entrada de un canal adicional o como toma de retorno de la realimentación, como es el caso de este amplificador. El uso de esta segunda entrada para introducir una realimentación negativa desde el secundario del transformador de salida repercute en una reducción de las distorsiones en la etapa de potencia, mejorando la linealidad, y

para crear una impedancia de salida efectiva del amplificador, ampliando así ancho de banda e incrementando el factor de amortiguamiento (*damping*) para producir unos graves más “compactos”.

La que podría considerarse la tercera entrada no es tan obvia como las anteriores y está conformada por la parte de señal que se introduce desde la toma de realimentación a través de R32 y R33 en el punto común de los cátodos de los triodos, modulando en cierto modo la tensión existente en éste. La entrada de una señal en este punto produce señales de salida en cada una de las placas que se encuentran en fase entre ellas, en lugar de desfasadas 180°, y también su fase es coherente con la señal original que es introducida en este punto.

Esto significa que si una señal con la misma fase es aplicada en la primera entrada (C17) y la tercera entrada (R32-R33), ésta se restaría en la placa de la “salida fuera de fase” (R36) y se sumará en de la “salida en fase” (R37). Asimismo, si una señal con la misma fase es introducida en la considerada segunda entrada (C18) y en la tercera (R32-R33) el resultado en las tensiones de salida sería el contrario, es decir, se restaría en la “salida en fase”, añadiéndose a la “salida fuera de fase” (esto es así debido a que “la salida en fase” está en realidad desfasada con la señal aplicada en la segunda entrada, C18, debido a que conforman una configuración local de cátodo común).

Por tanto esta tercera entrada estabiliza la etapa a través de la señal de realimentación mediante sustracción en la señal en la placa de V5b (“salida en fase”) y adición en la placa de V5a (“salida fuera de fase”) con el fin de compensar las posibles diferencias de ganancia para cada salida con respecto a la entrada de realimentación, la cual es mucho menor que las ganancias con respecto a la primera y segunda entrada.

-Esquemático y topología

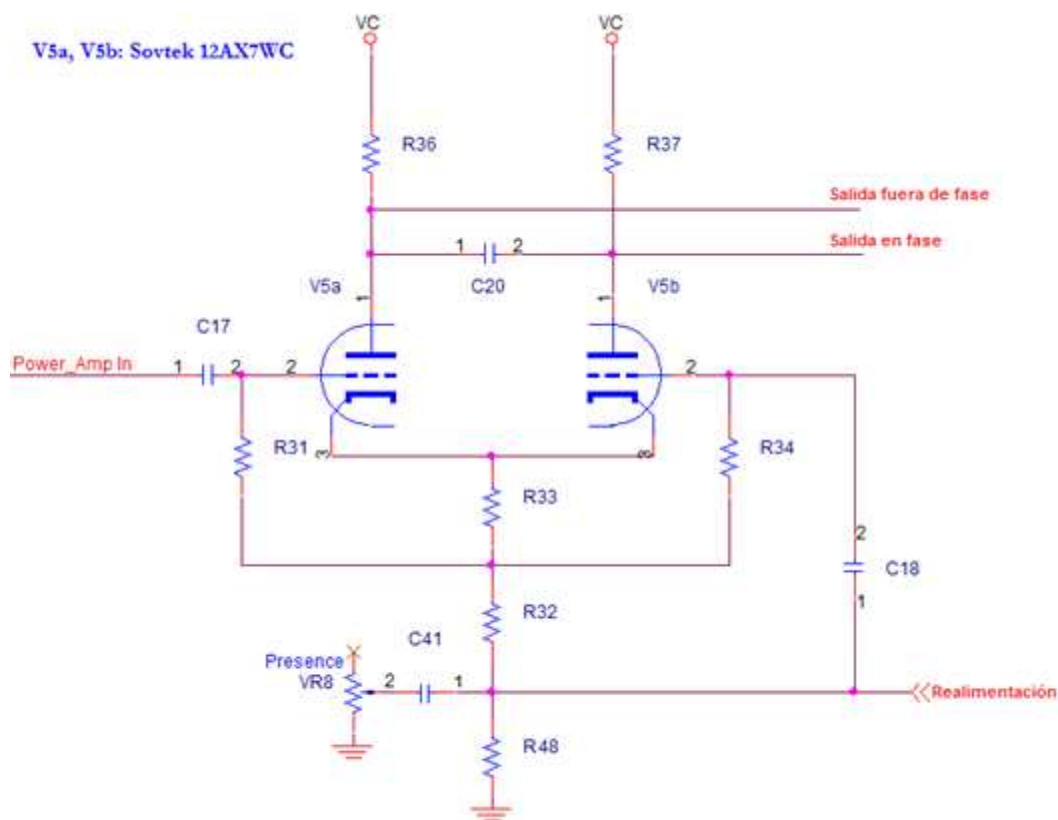


Figura 2.38. Esquemático inicial de la etapa inversora de fase

-Punto de polarización.

La tensión de salida es suministrada a través de las resistencias de placa R36 y R37 y es proporcional a los cambios de corriente de los triodos, en función de las tensiones presentes en las entradas. El valor de estas resistencias viene determinado por técnicas estándar como el uso de la recta de carga para determinar la amplificación deseada y el rango de salida. Idealmente las resistencias de placa de ambas válvulas deberían ser igual para producir una salida compensada y libre de distorsiones no deseadas, sin embargo la resistencia de ánodo del primer triodo (R36 en V5a), el cual se ocupa de la salida invertida, debe ser en torno a un 10%-20% menor que la del segundo triodo (R37 en V5b). Esto es así para compensar las desigualdades en ganancia presentes en las dos secciones que conforman los triodos dentro de la válvula de vacío 12AX7WC, con el fin de obtener dos salidas de amplitudes iguales.[Tvw10]

Observando la función de transferencia de este tipo de válvulas podemos determinar que con una resistencia de placa de 82K para R36 y de 100K para R37 se obtiene una primera aproximación a la zona de trabajo deseada.

$V_a=385V$	@	$I_a=0A$
$I_a\approx 4,7mA$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -12,2\mu S \cdot V_A + 4,7mA \text{ (ec: 12)}$$

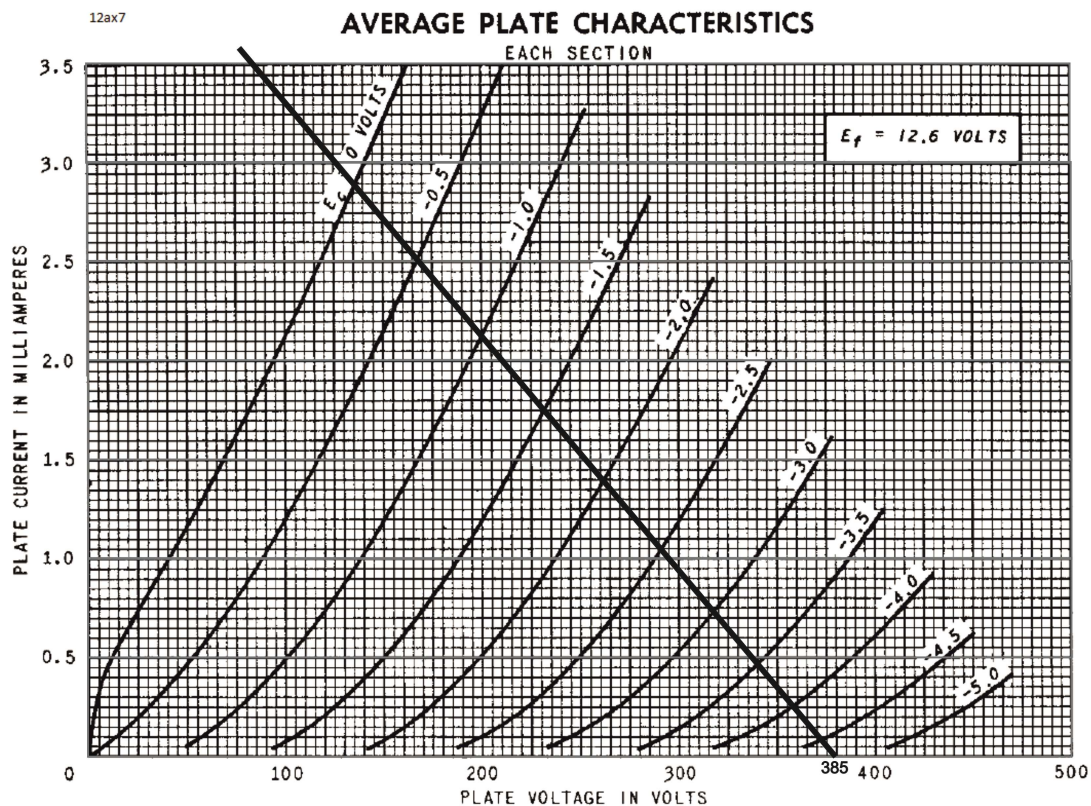


Figura 2.39. Recta de carga de V5a.

$V_a=385V$	@	$I_a=0A$
$I_a\approx 4,7mA$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -12,2\mu S \cdot V_a + 3,85mA \text{ (ec: 13)}$$

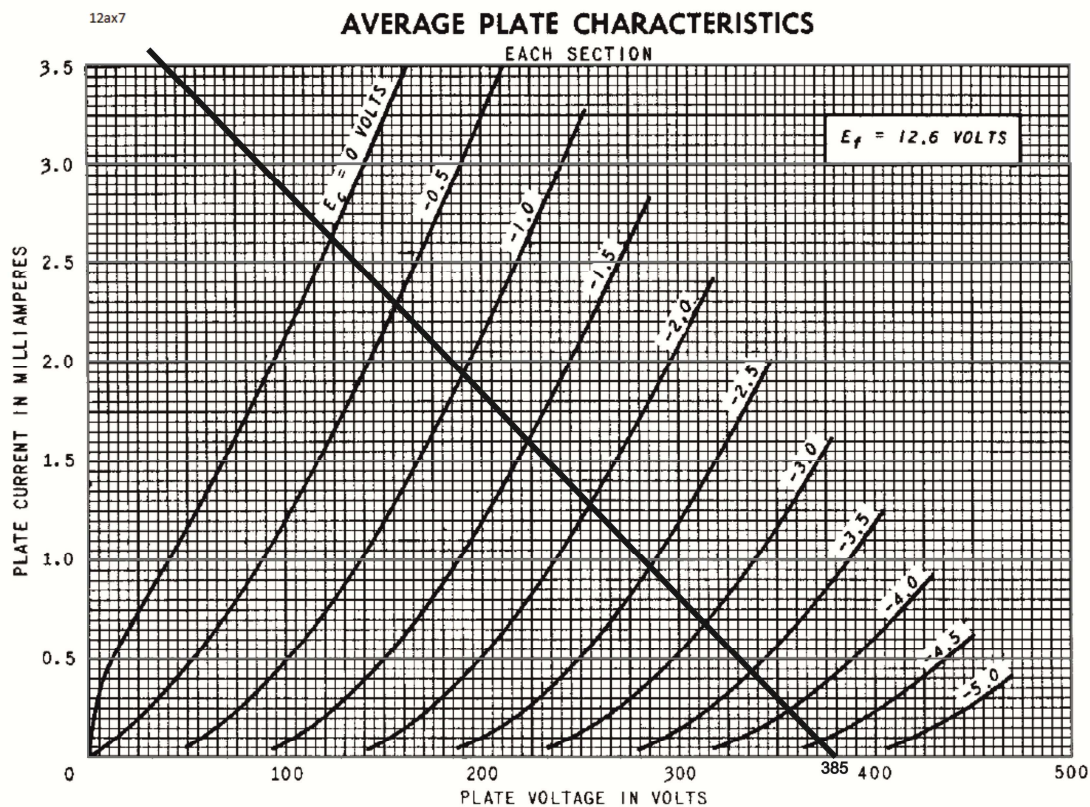


Figura 2.40. Recta de carga de $V5b$

En la Figura 2.41 es posible comparar gráficamente las rectas de carga de los dos triodos, con lo que se puede observar que el uso de una resistencia de placa para el primer triodo un 20% menor ($R36=82K$) con respecto a la del triodo dos ($R37=100K$) no afecta significativamente a la respuesta de la recta de carga del circuito, siendo éstas dos muy similares.

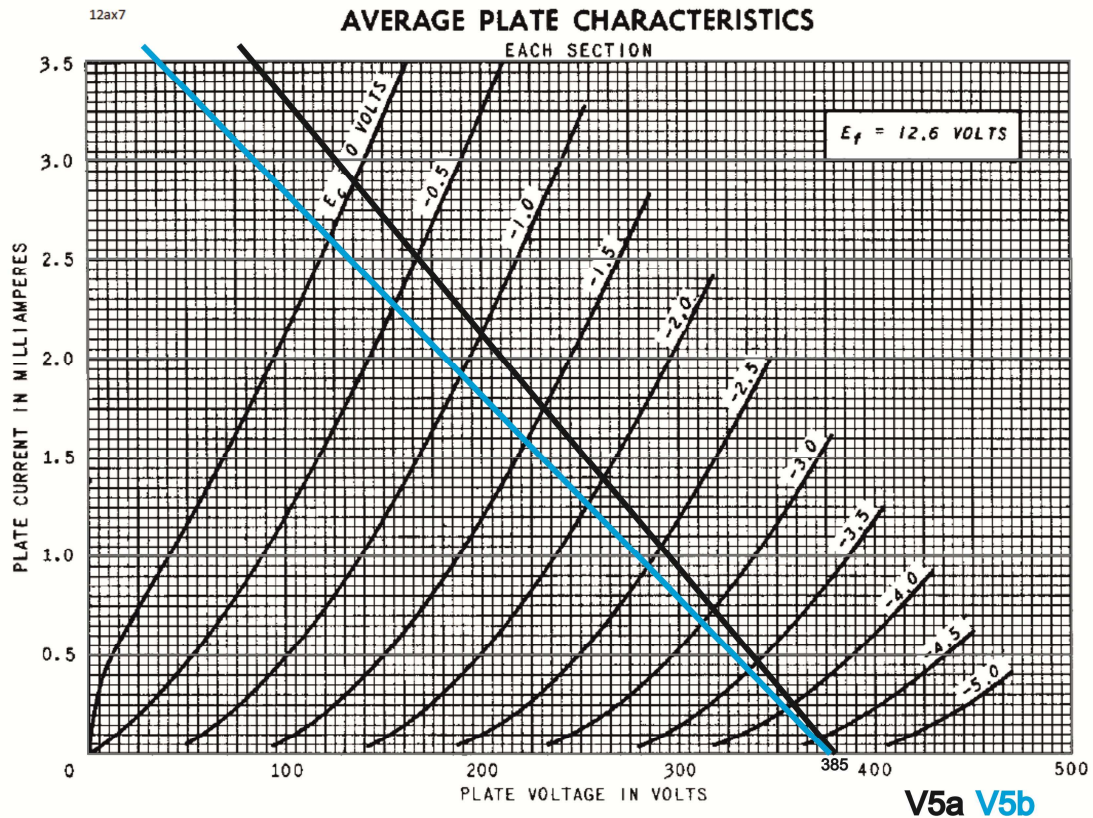


Figura 2.41. Comparación de las rectas de carga de V5a y V5b.

La resistencia de cátodo (R33) es la encargada de fijar la corriente de trabajo de ambas válvulas. Debido a que por ella circula (aproximadamente) la suma de las corrientes de ánodo de ambos dispositivos el valor a tener en cuenta debe ser la mitad del que se consideraría en caso de estar trabajando con una etapa estándar de cátodo común. En primer lugar es necesario determinar el punto exacto de trabajo en función de la tensión de rejilla a considerar, determinando con ello la corriente de trabajo deseado.

Considerando los tríodos V5 como etapas cátodo común independientes (cada una de ellas con su correspondiente resistencia de cátodo) polarizadas para una tensión de rejilla $V_g = -1.5V$, debido a la linealidad de la región de trabajo y a la tensión de placa relativamente alejada de la tensión de alimentación en que esta polarización se sitúa, se obtienen los resultados representados en las gráficas Figura 2.42 y Figura 2.43.

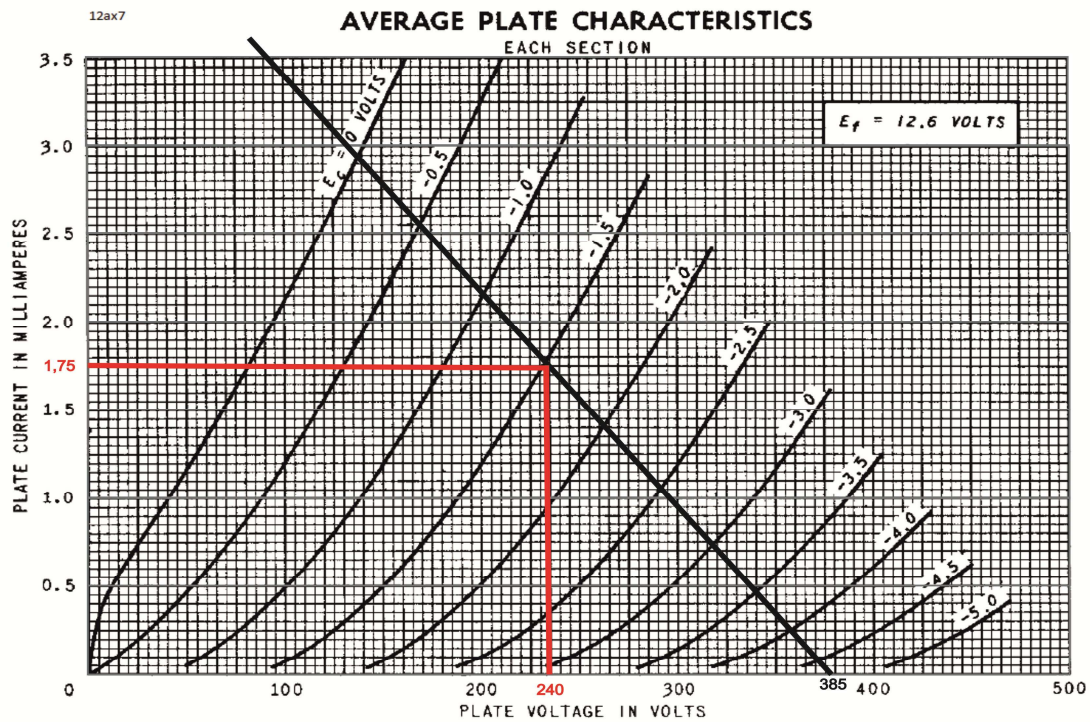


Figura 2.42. Zona de trabajo de V5a (12AX7WC)

$V_g \approx -1.5\text{V}$	@	$V_a = 240\text{V}$
$I_{a1} \approx 1.75\text{mA}$	@	$V_a = 240\text{V}$

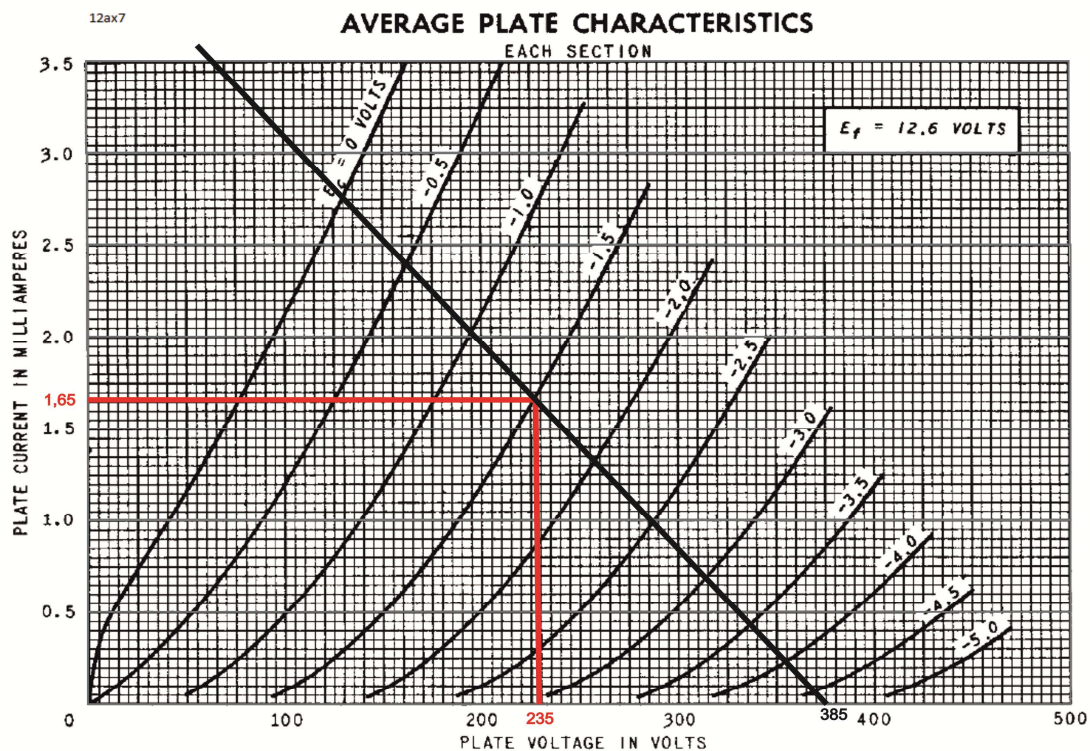


Figura 2.43. Zona de trabajo de V5b (12AX7WC)

$V_g \approx -1.5V$	@	$V_a = 240V$
$I_{a2} \approx 1.65mA$	@	$V_a = 240V$

Para concretar dichos puntos de polarización, teniendo en cuenta que la resistencia de cátodo es común a ambos triodos y que por ella circularán las corrientes I_{a1} e I_{a2} la resistencia de cátodo (R_{33}) puede calcularse fácilmente mediante la ley de ohm:

$$R_k = R_{33} = \frac{V_g}{I_a} = \frac{1,5}{(1,75m + 1,65m)} = 440\Omega \approx 470\Omega$$

La siguiente resistencia a considerar es la resistencia denominada “*tail resistor*” ($R_{32} + R_{48}$) la cual es usada como una fuente de corriente pseudo constante, proveyendo al inversor de fase de una realimentación local negativa. Esta resistencia es fundamental para mantener una salida balanceada (misma amplitud pico-pico en ambas placas) debido a la baja ganancia relativa de las válvulas que conforman el amplificador diferencial. Cuanto más elevado es el valor de esta resistencia se obtiene un mejor resultado en este sentido, sin embargo existe un valor límite debido a que si la caída de tensión en esta resistencia es muy elevada se recortará notablemente el rango de amplitudes de salida disponible para los triodos, al elevar con ello el valor de tensión de los cátodos. [Tvw10]

Un valor común para este tipo de resistencia en los inversores de fase de esta clase presentes en amplificadores de guitarra eléctrica (Fender Bassman®, Marshall JT45®, JCM800®) es de 15K, (suele determinarse una caída de tensión en estas resistencias entre un 10% y un 20% de la tensión de alimentación). Esta previsión aporta una solución de compromiso ante ambos requerimientos.

Es posible calcular la tensión que cae en las resistencias R_{32} y R_{48} . Considerando que por las resistencias de polarización de rejilla R_{31} y R_{34} no circula corriente, para una tensión de cátodo deseada de unos 45V, la tensión en las rejillas, y por tanto en el punto común entre la resistencia de cátodo y R_{32} será de 43,5V para una tensión $V_{gk} = -1,5V$.

$$V_{tail} = 48,5 = I_k \cdot (R_{33} + R_{48}) = (1,75m + 1,65m)(R_{32} + R_{48})$$

$$R_{32} + R_{48} \approx 13K$$

La selección final de un valor concreto de R_{32} y R_{48} dependerá del punto elegido para la introducción de la red de realimentación β y de la ganancia seleccionada. El valor determinado finalmente se ha ajustado en $R_{48} = 4,7K$ y $R_{32} = 10K$ en función de estos criterios, tal y como se puede consultar en la sección [2.1.9 Apartado: Realimentación].

-Ganancia en tensión

La ganancia diferencial de la etapa puede ser calculada con facilidad como la diferencia entre las ganancias individuales de la rama inversora y no inversora. Ambas ganancias pueden considerarse igual a la ganancia de cada una de las etapas cátodo común consideradas individualmente dividida entre dos, debido a que ambas etapas comparten su cátodo.

$$\Delta V_{inv} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-gm \cdot ra \cdot (R36 \parallel Z_L)}{ra + (R36 \parallel Z_L) + (R32 + R33) [1 + gm \cdot ra]}$$

$$\Delta V_{inv} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-1600\mu \cdot 62,5K \cdot (82K \parallel 220K)}{62,5K + (82K \parallel 220K) + (15K)[1 + 1600\mu \cdot 62,5K]} \approx -25 V/V$$

Según este resultado, la ganancia de la etapa no inversora debe ser igual a 25V/V para producir una salida equilibrada. Nuevamente, se vuelve a resaltar que, aunque idealmente el valor de las resistencias de placa R36 y R37 debería ser igual para generar ganancias apareadas, R36 ha sido seleccionada con un valor un 20% menor que R37. Esto es así para compensar las desigualdades en ganancia presentes en las dos secciones que conforman los triodos dentro de la válvula de vacío 12AX7WC, con el fin de obtener dos salidas de amplitudes idénticas. [Tvw10]

$$\Delta V_{inv} = \Delta V_{no.inv} - \Delta V_{inv} = 25 - (-25) = 50 V/V$$

La ganancia de la etapa diferencial, según los requerimientos considerados, queda determinada finalmente en 50V/V.

2.1.9. ETAPA DE SALIDA

-Descripción y topología:

El elemento final en la cadena de audio es la etapa de salida, la cual es la encargada de amplificar la señal procedente de los previos y suministrar la potencia suficiente a la carga. Para este diseño, cumpliendo con los requerimientos descritos en [1.2.9 Etapa de salida: Consideraciones iniciales] y en el pliego de condiciones [10.1.6 Condiciones de etapa de potencia] se ha optado por una etapa de potencia en configuración push-pull y clase de operación AB con 4 pentodos de potencia Sovtek® 6L6 WTX, entregando una potencia máxima de 100W.

Este tipo de amplificadores trabaja con una señal de entrada doble en contrafase, siendo esta señal amplificada por parejas de válvulas seleccionadas para ser virtualmente idénticas, que son dispuestas en oposición. Esto es que una válvula se encarga de amplificar los semiciclos positivos de la señal mientras que su pareja hace lo propio con los negativos. Este tipo de configuración presenta una serie de ventajas descritas en [1.1.6.4—Configuraciones de salida más comunes en amplificadores de audio: Push-pull] y [1.2.9 Etapa de salida: Consideraciones iniciales]

La necesidad de un transformador de salida, que adapte las altas impedancias de salida de las válvulas de potencia a la baja impedancia de carga se debe a la baja corriente y alta tensión de trabajo presentes en estos dispositivos, la cual contrasta claramente con los requerimientos de los altavoces, a los que se ha suministrar potencias con bajas tensiones y altas corrientes. Para esta función se ha seleccionado un transformador Hammond® 1650T, especialmente diseñado para amplificadores en *push-pull* con 4 ó 6 valvulas 6L6, EL34, 6550B ó KT88. Este transformador

presenta una impedancia en el primario de 1900Ω C.T. y dispone bobinados dedicados a entregar su plena potencia sobre cargas de 4, 8 ó 16Ω .

–Esquemático:

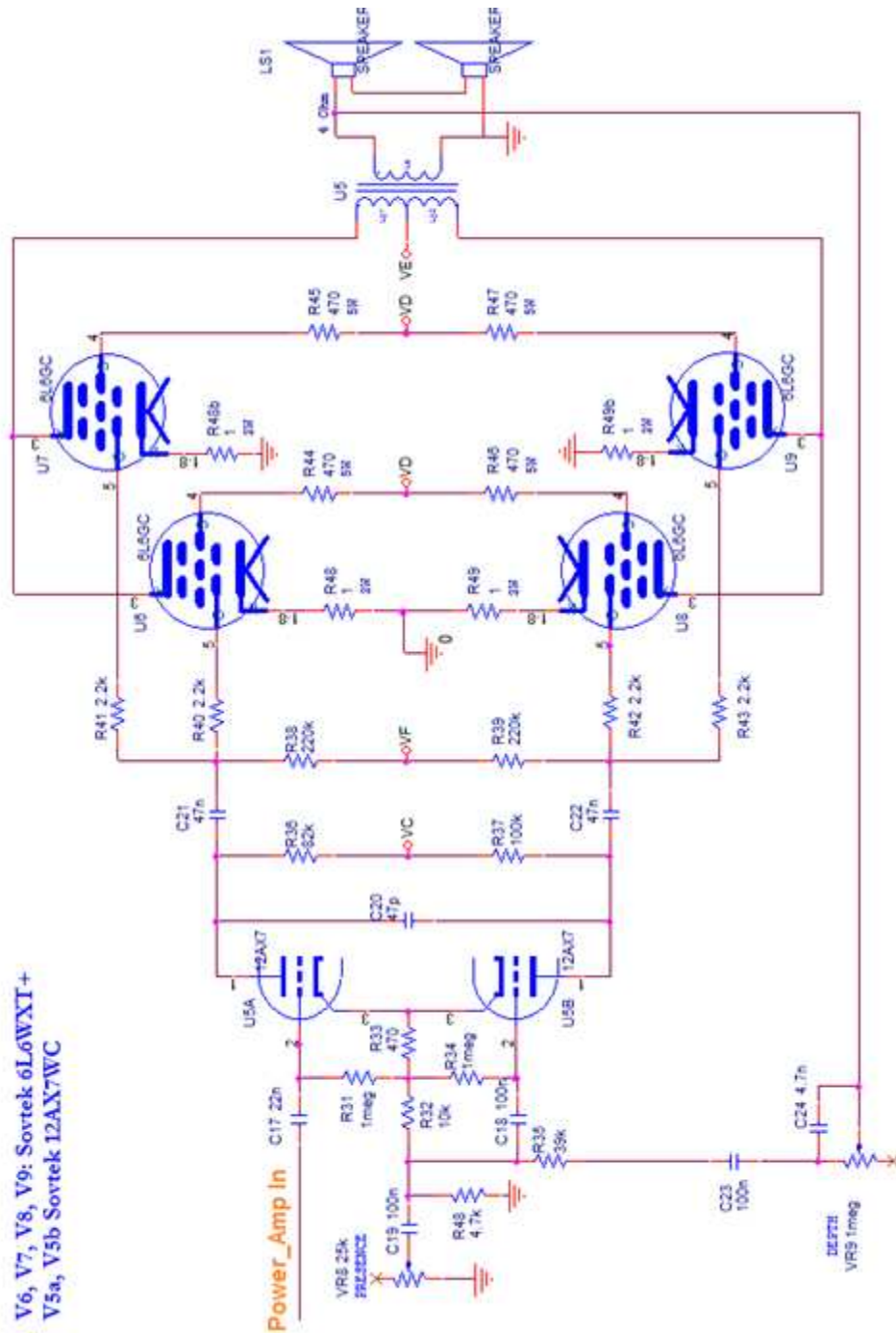


Figura 2.44. Esquemático inicial de la etapa de salida

-Punto de polarización

El montaje a realizar es relativamente sencillo, y puede ser observado en el esquemático representado en *Figura 2.44. Esquemático inicial de la etapa de salida*. La etapa será alimentada a través del punto intermedio del transformador de salida con una tensión aproximada de 490V (V_e) e incluirá dos parejas de válvulas de potencia 6L6, por lo que la etapa de potencia será capaz de hasta 100W de salida. Estimando que el voltaje en las resistencias de pantalla debido a la corriente de reposo es despreciable, en una primera aproximación se podría considerar que la tensión de placa y de las rejillas pantalla de los pentodos es igual a $V_e = V_d = 490V$, conformando una conexión en pseudo-tríodo.

Dentro de estas características de tensión de placa, es necesario fijar un punto de trabajo en una zona relativamente lineal. Tradicionalmente, en etapas de potencia de amplificadores de guitarra eléctrica con esta misma configuración y válvulas de salida se fija una disipación de potencia de reposo en torno al 70-75% de la potencia máxima de trabajo. Es posible fijar potencias de trabajo menores, sin embargo suelen desembocar en un sonido en la etapa de potencia más “frío” y “falto de carácter”. Superar este valor de disipación de potencia en reposos es posible, pero siempre será a costa de reducir la vida útil de estos componentes.

Según este criterio, la potencia de reposo se fijará por tanto en 22W por pentodo (aprox. 70% de $P_{max} = 30W$ en una válvula 6L6WXT). Teniendo en cuenta que la potencia de disipación es igual al producto de la tensión de placa por la corriente de cátodo, la corriente de cátodo para una tensión de placa $V_d = 490V$ debe ser de aproximadamente de 45mA.

La corriente de cátodo es igual a la suma de la corriente placa y la corriente que circula por la rejilla pantalla. Ambas dependen de la tensión de polarización de las rejillas (V_f) y pueden ser estimadas a partir de las *Figura 2.45* y *Figura 2.46*.

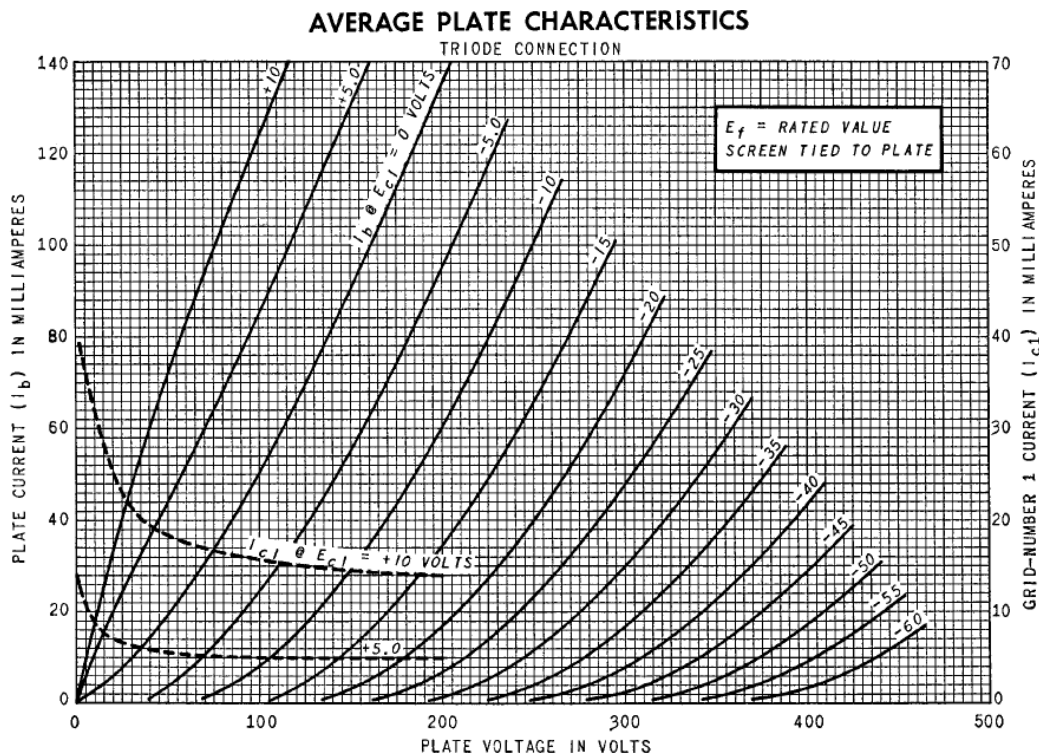


Figura 2.45. Características medias de placa de un pentodo 6L6.

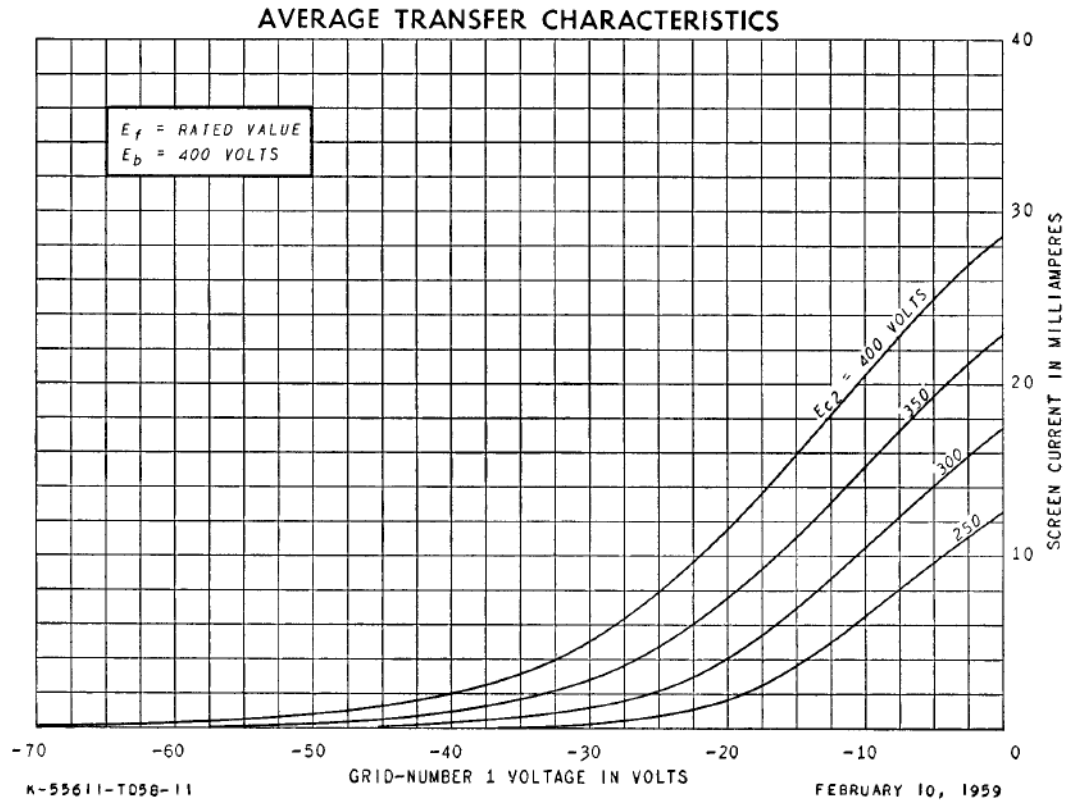


Figura 2.46. *Rejilla pantalla*

A partir de estas gráficas se puede determinar que es necesaria una tensión de rejilla de control V_f entre -50V y -55V para la polarización en potencia deseado. Esto se puede estimar a partir de las corrientes presentes de placa a (

Figura 2.47) y de rejilla pantalla (Figura 2.48) interpolando las curvas para $V_f=52,5\text{V}$ y $V_d=V_e=490\text{V}$, obteniendo:

$$I_k = I_a + I_s = 44\text{m} + 1,5\text{m} = 45,5\text{mA} \approx 45\text{mA}$$

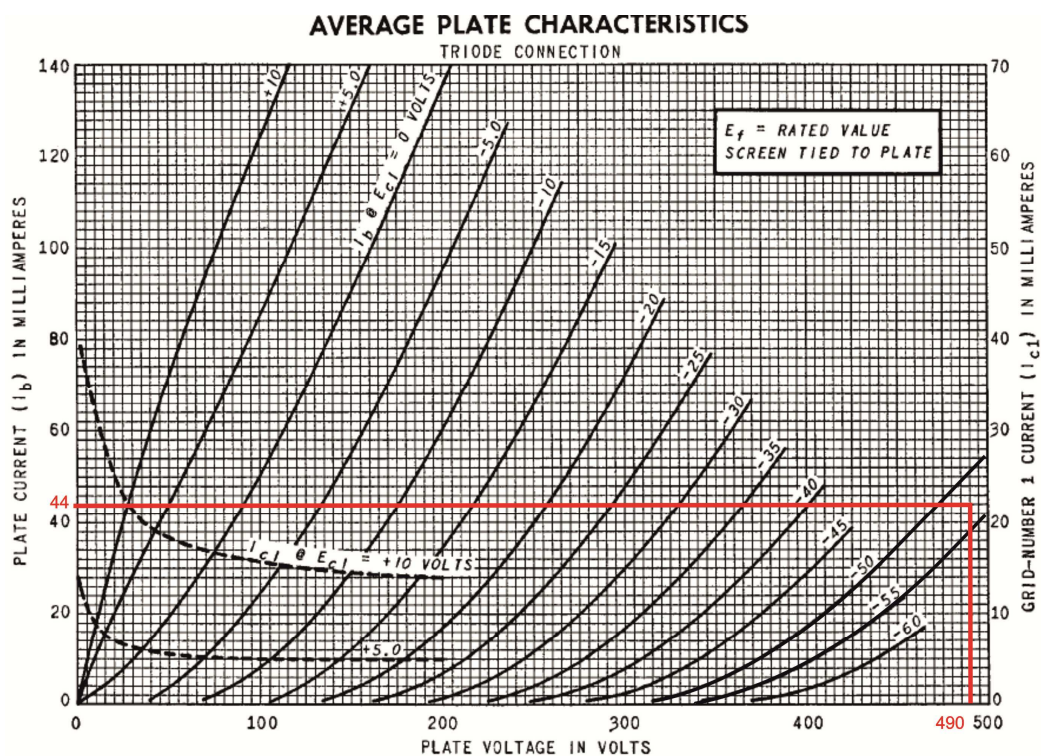


Figura 2.47. Polarización V6, V7, V8 y V9 (6L6WXT+)

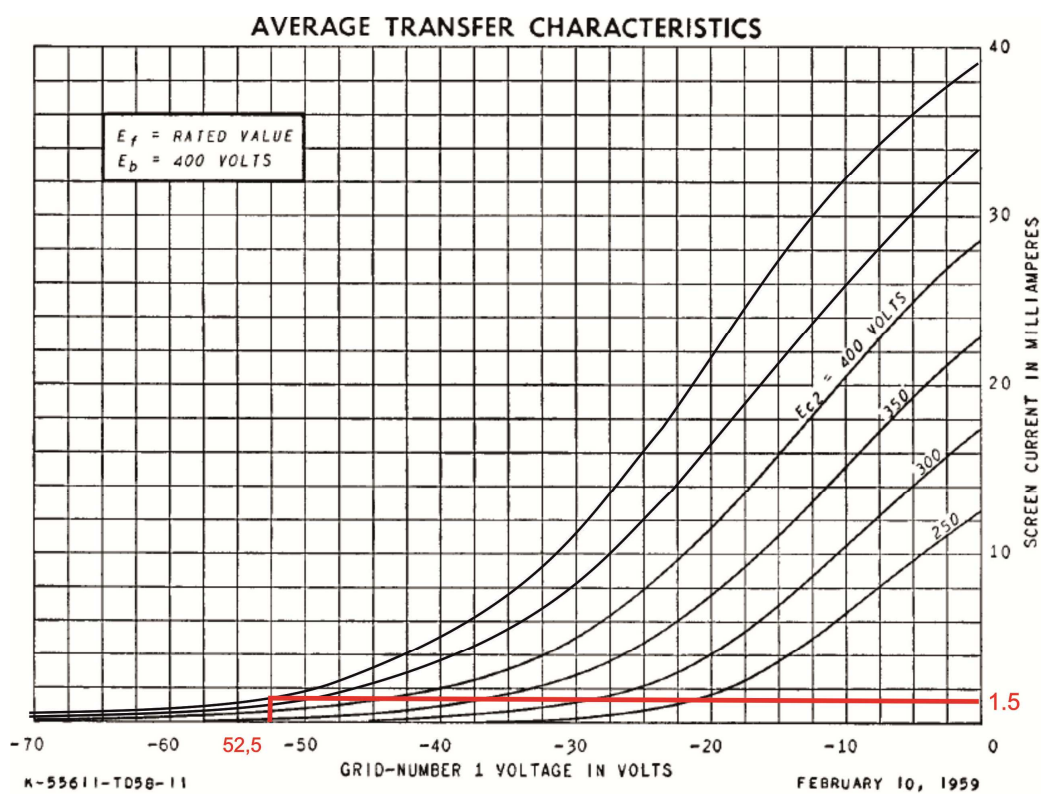


Figura 2.48. Corriente de rejilla pantalla en V6, V7, V8 y V9

Ahora sólo resta comprobar que la potencia de placa disipada y la disipada en las pantallas es menor que los valores máximos indicados en las hojas de datos [9. Hojas de datos]:

$$P_a = I_a \cdot V_a = 44m \cdot 490 = 21,56W < 30W$$

$$P_s = I_s \cdot V_s = 1,5m \cdot 490 = 0,73W < 5W$$

Respecto a las resistencias de rejilla (R38, R39=220K), las resistencias *grid-stoppers* (R40, R41, R42, R43=2,2K) y las resistencia de rejilla pantalla (R44, R45, R46, R47=470Ω) han sido elegidos los valores estandarizados y recomendados por el fabricante para este tipo de etapas de potencia. [9. Hojas de datos].

-Trabajo en AC

Las curvas características de trabajo de una válvula 6L6 pueden ser obtenidas de sus hojas de datos técnicas [9. *Anexo V*: Notación y Hojas de datos]. Estas curvas sólo han sido calculadas para una tensión de pantalla hasta 400V, y aunque es posible usar técnicas de reescalado para obtener las curvas necesarias para una tensión de pantalla de 490V [Rch09], en este análisis se realizará una estimación de los resultados con estas curvas y luego serán extrapoladas las conclusiones.

En el caso de la etapa de salida, la recta de carga viene determinada por la impedancia del bobinado primario del transformador de salida. Para el caso del transformador seleccionado, diseñado para etapas en *push-pull* conformadas por pentodos 6L6 Hammond® 1650T la impedancia que presenta es igual a 1900Ω (cuando se encuentra conectada la carga en el secundario) [9. Hojas de datos] por lo que cada pareja de válvulas en paralelo observa la impedancia equivalente a medio bobinado. Debido a que la impedancia del transformador depende directamente del número de espiras al cuadrado, esta puede calcularse fácilmente como $R_p' = (1/2^2) \cdot 1900 = 475\Omega$.

Para simplificar aún más las cosas es posible evaluar la recta de carga para un sólo pentodo, considerando por tanto que la corriente por la carga es en este caso la mitad que con una pareja de válvulas en paralelo se determina que la impedancia observada sería $R_p'' = 2 R_p$. Estas relaciones pueden observarse a continuación en la *Figura 2.49*.

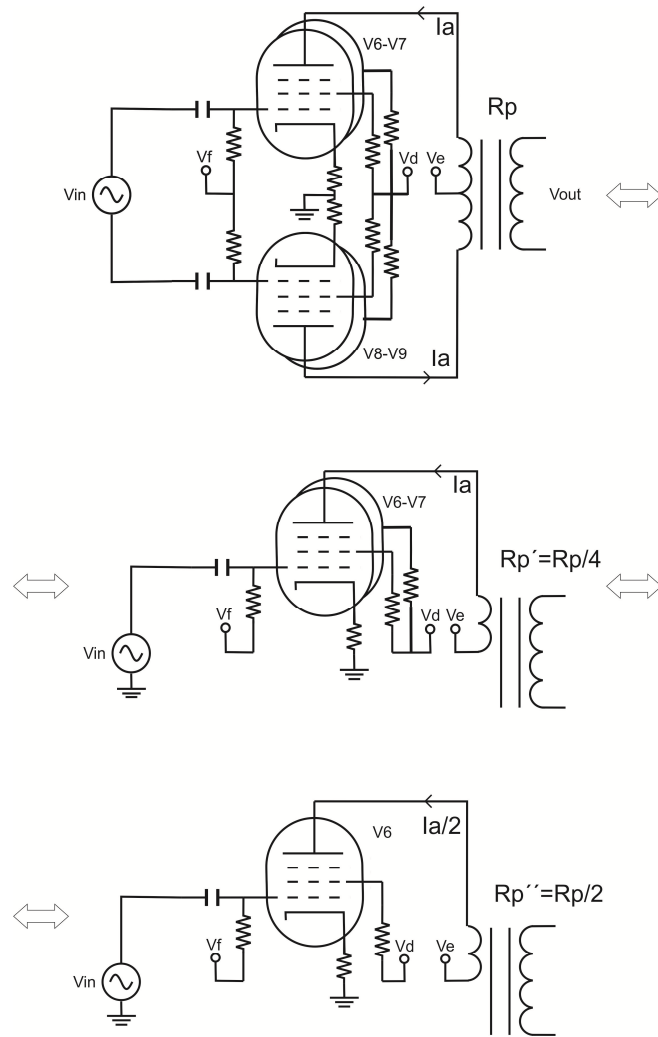


Figura 2.49. Equivalencias de carga en etapas push-pull.

$$R_{p'} = \frac{V_e}{I_a}$$

$$R_{p''} = \frac{V_e}{I_a/2}$$

$$R_{p''} = 2 R_{p'} = \frac{1}{2} R_p = 950\Omega$$

Según estas equivalencias, se puede determinar la recta de carga de la etapa de potencia para cada elemento que compone la etapa de potencia, la cual es mostrada gráficamente en Figura 2.50. Recta de carga y punto de polarización de V6, V7, V8 y V9 (6L6WXT+).

$V_a=490V$	@	$I_a=44mA$
$I_a \approx 515 \text{ mA}$	@	$V_a=0V$

$$y = mx + b$$

$$I_a = -0,961mS \cdot V_A + 515mA \text{ (ec: 14)}$$

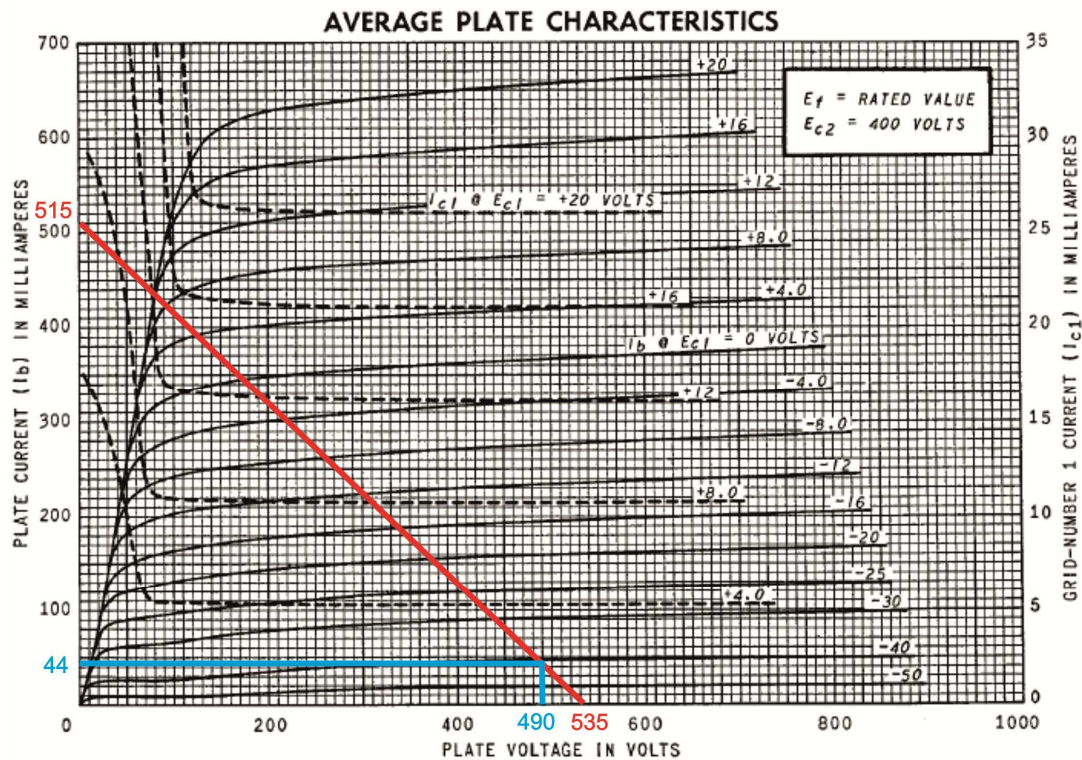


Figura 2.50. Recta de carga y punto de polarización de V6, V7, V8 y V9 (6L6WXT+)

De esta gráfica (Figura 2.50) es posible deducir que, idealmente en estas condiciones la potencia media entregada al primario 6L6 del transformador por una pareja de válvulas podría calcularse como:

$$P_{RMS} = \frac{V_{ap}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{ap}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ap} \cdot I_{ap}}{2} \quad (ec. 15)$$

$$P_{RMS} = \frac{535 \cdot 515m}{2} = 137,76W$$

Lo cual está muy por encima del límite de disipación de dicho dispositivo. Sin embargo, en el caso real la potencia entregada es significativamente menor. Esto es fácilmente comprensible a partir de la Figura 2.51, donde se puede observar como la recta de carga cruza aproximadamente por el codo de la curva $V_{g1}=0V$ (lo cual suele ser común en los diseños de etapas de potencia en configuración *push-pull* conformados por tetrodos de haces dirigidos como el 6L6). Además de esta situación, el hecho de que la tensión máxima de placa está limitada por la alimentación $V_e=490$ delimitará la amplitud de salida de tensiones y corrientes en un menor rango.

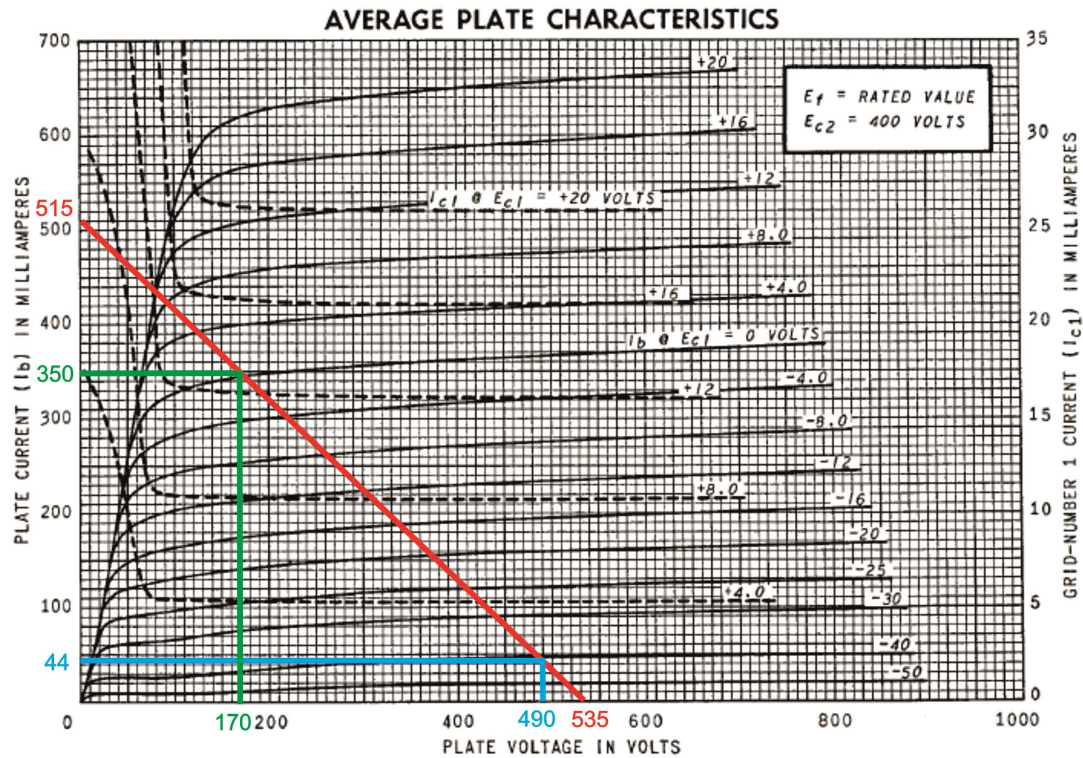


Figura 2.51. Límites de amplitudes sobre la recta de carga

Debido a estos límites, la potencia media real entregada al primario del transformador en un semiciclo de señal se puede obtener haciendo uso de la ecuación *ec: 15*, entregando un resultado de $56W_{RMS}$ por pareja de pentodos.

$$P_{RMS}' = \frac{(490-170) \cdot (350m)}{2} = 56W$$

$$P_{Total} = 2 \times P_{RMS}' = 112W$$

Sería de esperar un resultado aproximado de 112W para la etapa de potencia **entregada en el primario**, por tanto la potencia real entregada al secundario del transformador se ha de estimar algo menor debido a un pequeño porcentaje de pérdidas en el núcleo y por dispersión de flujo magnético del transformador de salida

-Ganancia en tensión

Aunque la etapa de salida ya ha sido polarizada en el punto deseado siguiendo un método en función de la potencia entregada deseada, es también necesario el cálculo de la ganancia en tensión de la etapa. Con esto será posible determinar una tensión máxima a la entrada para asegurar el funcionamiento de la etapa en zona lineal. También, en función de este parámetro será posible realizar los cálculos de la red de realimentación para una ganancia final deseada.

El cálculo de esta ganancia, comprende en primer lugar la ganancia propia de la etapa en push-pull y en segundo lugar la atenuación introducida por la relación de transformación del transformador de salida.

La primera se ha estimado mediante el método gráfico a partir de la recta de carga, sobre la cual se puede estimar que rango de tensión de salida (V_a) corresponde a un determinada amplitud de entrada (V_g). Nuevamente, a través de la *Figura 2.51*, es posible escoger dos puntos cualquiera pertenecientes a la recta de carga y observar sus valores de V_A y V_g .

$V_a=490V$	@	$V_g \approx 40V$
$V_a=170\text{ mA}$	@	$V_g=0V$

$$\Delta V_{Et.push-pull} = \frac{490 - 170}{40} = 8V/V$$

Nota: Han sido escogido los valores límites de trabajo para minimizar el peso de la tolerancia del método gráfico y por tanto obtener un resultado más exacto.

La relación de transformación del transformador de salida afecta lógicamente a la ganancia total de la etapa. Esta se puede calcular con facilidad a través de un balance de potencias conociendo las impedancias que presentan el primario y el secundario. La impedancia del primario está estimada según el fabricante en 1900Ω [9.Hojas de datos] cuando en el secundario se encuentra conectada la carga correspondiente. La realimentación siempre se toma desde el bobinado secundario de 4Ω , por tanto esa será la impedancia que presente, siempre y cuando se respete el conexionado de las cargas en sus bobinados correspondientes del secundario.

$$P = \frac{V_{sec}^2}{R_{sec}} = \frac{V_{prim}^2}{R_{prim}}$$

$$r = \frac{V_{sec}}{V_{prim}} = \sqrt{\frac{4}{1900}} = 0,045V/V$$

Por tanto la ganancia total de la etapa de salida resultante será:

$$\Delta V_{Et.push-pull} \cdot r = 8 \cdot 0,045 = 0,36 V/V$$

-Realimentación

La introducción de una red de realimentación negativa en la etapa de potencia permite actuar sobre la entrada de ésta es función de las perturbaciones presentes en la salida, corrigiéndolas. Esta realimentación se realizará por medio de la adición a la entrada de una fracción de la señal de salida, mediante una disposición serie/paralelo, conformando un amplificador de transtensión.

Los efectos inmediatos de la introducción de la realimentación negativa son:

- Aumento del ancho de banda en un factor $(1+A\beta)$.
- Disminución de la ganancia del sistema en un factor $(1+A\beta)$.
- Mejora de las impedancias de entrada y salida del sistema en un factor $(1+A\beta)$.
- Disminución de las distorsiones no lineales.
- Minimización de los efectos parásitos

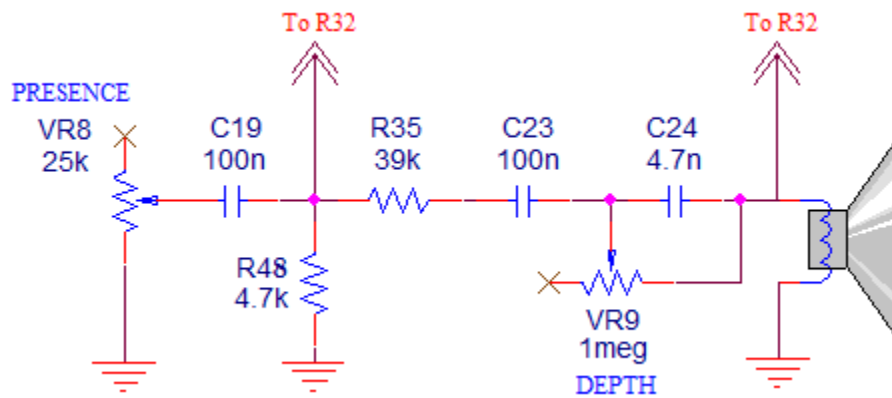


Figura 2.52. Red de realimentación

Tal y como se puede observar en Figura 2.52, la red de realimentación β conforma una configuración de transtensión, por lo que se procederá a calcular los parámetros “h” que permiten definir la ganancia de la etapa de realimentación en frecuencias medias.

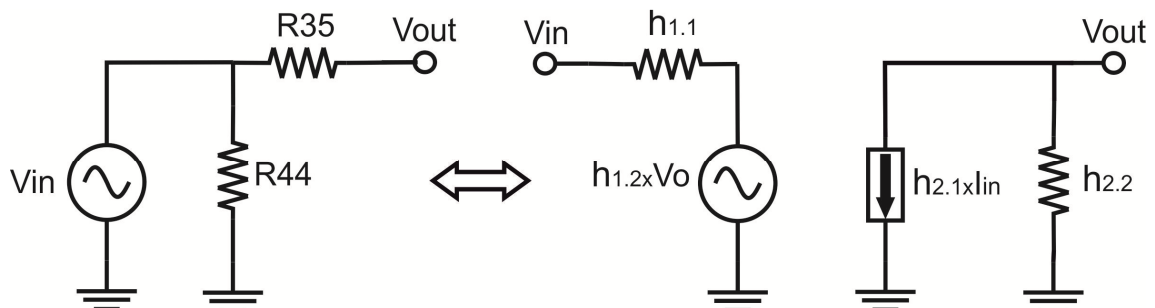


Figura 2.53. CEPS Red β y parámetros “h”

$$h_{1.1} = \left. \frac{V_{in}}{I_{in}} \right|_{V_o=0} = R_{44} \parallel R_{35} \quad (ec: 17)$$

$$h_{1.2} = \left. \frac{V_{in}}{V_o} \right|_{I_{in}=0} = \frac{R_{44}}{R_{44}+R_{35}} \quad (ec: 18)$$

$$h_{2.1} = \left. \frac{I_o}{I_r} \right|_{V_o=0} = \frac{-R_{44}}{R_{44}+R_{35}} \quad (ec: 19)$$

$$h_{2.2} = \left. \frac{I_o}{V_o} \right|_{I_{in}=0} = \frac{1}{R_{44}+R_{35}} \quad (ec: 20)$$

Según estos parámetros **la ganancia de la etapa en lazo abierto** queda modificada debido al efecto de carga introducida por la red β_0 , mediante su impedancia de entrada $h_{1.1}$ (ec: 17) y de salida $1/h_{2.2}$ (ec: 20), según se puede observar en la *Figura 2.54. Ganancia en lazo abierto*.

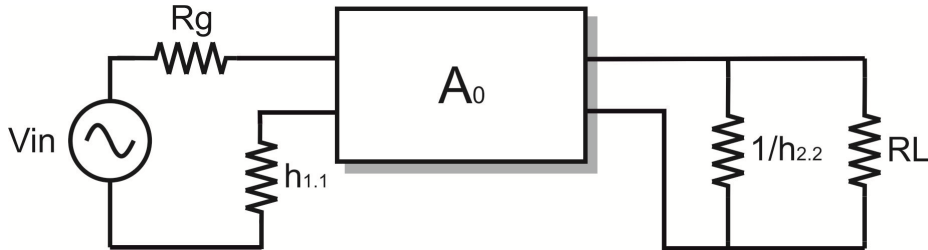


Figura 2.54. Ganancia en lazo abierto

$$A_V = \frac{V_{in}}{V_o} = A_0 \cdot \frac{h_{1.1}}{R_g + h_{1.1}} = A_0 \cdot \frac{(R_{in} + R_{48} \parallel R_{35})}{R_g + (R_{in} + R_{48} \parallel R_{35})}$$

Teniendo en cuenta las magnitudes que se están tratando es posible considerar que $R_g \ll (R_{in} + R_{44} \parallel R_{35})$, con lo que se estimaría que el conexionado de la red β_0 no influye en gran medida a la ganancia en lazo abierto de la red A.

$$A_V = A_0 \cdot \frac{(R_{in} + R_{48} \parallel R_{35})}{(R_{in} + R_{48} \parallel R_{35})} = A_0 @ R_g \ll R_{in} + R_{48} \parallel R_{35}$$

Y siendo:

$$A_0 \approx \Delta V_{inv} \cdot \Delta V_{Et.Sal} @ Z_{in.Et.sal} \gg Z_{out.inv}$$

$$A_V = A_0 = 50 \cdot 0,36 = 18V/V$$

La cantidad de realimentación introducida β típica de este tipo de etapas para obtener un resultado óptimo se sitúa normalmente en torno a -20dB [Ang10][Cje96]. Aunque es posible encontrar valores de realimentación menores siempre es recomendable un mínimo de -30dB debido a que los efectos positivos introducidos por la realimentación comienzan a ser despreciables.

Estimando las necesidades de la etapa y los posibles efectos adversos, se determinó el valor máximo de R44 como un 50% de la resistencia R32 (R44=4,7K, R32=10K) [2.1.8 Etapa inversora de fase] por lo que solamente resta fijar el valor de R32 para un valor deseado de realimentación, y con ello una ganancia en lazo cerrado total de la etapa de potencia.

El factor $h_{1,2}$ (ec: 18) es el que define la ganancia de la red de realimentación β_0 , sin considerar el efecto del transformador de salida, por lo que para obtener estos -20dB de realimentación, para una ganancia $\beta=0,1$ y R44 igual a 4,7K:

$$\beta_0 = h_{1,2} = \frac{R_{44}}{R_{44} + R_{35}}$$

$$-20dB = 0.1 = \frac{4,7K}{4,7K + R_{35}}$$

$$R_{35} = 39K$$

Una vez introducida la red β **la ganancia en lazo cerrado** total de la etapa de salida, (inversor de fase y etapa de potencia) queda determinada según la siguiente expresión:

$$G = \frac{A_V}{1+A_V \cdot \beta} \quad (ec: 21)$$

Siendo $A_V = A_0$ la ganancia de la red A en lazo abierto y $\beta = r \cdot \beta_0$ la ganancia total de la red de realimentación:

$$G = \frac{18}{1 + 18 \cdot 0,1} = 6,42V/V$$

Por lo que la ganancia total de la etapa de salida en lazo cerrado, incluyendo el inversor de fase, queda determinada por tanto en aproximadamente 6,42V/V.

-Potenciómetro de control de presencia

El potenciómetro VR8 es usado como control de presencia al conformar junto a C41 un filtro de paso alto que deriva parte de la señal de la realimentación a masa, atenuando con ello en mayor o menor medida las altas frecuencias procedentes de la señal de realimentación.

Al reducir la cantidad de realimentación en altas frecuencia se obtiene una mayor ganancia en éstas a la salida, quedando realzadas. Esto es así debido a que, una vez superada la frecuencia de corte del polo introducido el sistema no se ve afectado por el factor de atenuación $(1+A\beta)$ que introduce la red de alimentación.

Otro efecto e esta implementación es además el incremento la impedancia efectiva de salida, lo que resulta en un menor factor *damping*, modificando la interacción entre los altavoces y el amplificador en esas frecuencias. El factor *damping* hace referencia a la capacidad de la etapa de potencia para controlar el movimiento del cono del altavoz, una vez que desaparece la señal original, haciendo por tanto cuanto mayor sea el este factor, mayor será la capacidad del amplificador para detener la resonancia del cono una vez ha desaparecido la señal original. [Cro98]

Este tipo de control permite por tanto no solo ajustar la respuesta en frecuencia de la red de realimentación reforzando en mayor o menor medida la presencia de agudos en la etapa de potencia sino también las resonancias de producidas en el altavoz.

-Potenciómetro de control de profundidad

El potenciómetro VR8 es usado como control de profundidad. Su funcionamiento es análogo al potenciómetro de control de presencia, pero en este caso trabajando sobre las bajas frecuencias. El condensador C24 es usado conformando un filtro de paso alto, permitiendo el paso de las altas frecuencias y derivando parte de la señal a través de VR8. Con esto se consigue atenuar en mayor o menor medida las bajas frecuencias procedentes de la señal de realimentación.

Al reducir la cantidad de realimentación en baja frecuencia se obtiene una mayor ganancia en éstas a la salida, quedando realzadas. Esto es así debido a que, por debajo de la frecuencia de corte del polo introducido, el sistema no se ve afectado por el factor de atenuación $(1+A\beta)$ que introduce la red de alimentación.

Otro efecto e esta implementación es además el incremento la impedancia efectiva de salida, lo que resulta en un menor factor *damping*, modificando la interacción entre los altavoces y el amplificador en esas frecuencias.

Este tipo de control permite por tanto no sólo ajustar la respuesta en frecuencia de la red de realimentación reforzar en mayor o menor medida la presencia de graves en la etapa de potencia sino también las resonancias de producidas en el altavoz.

2.1.10. CIRCUITO SELECTOR DE CANAL

-Esquemático y topología

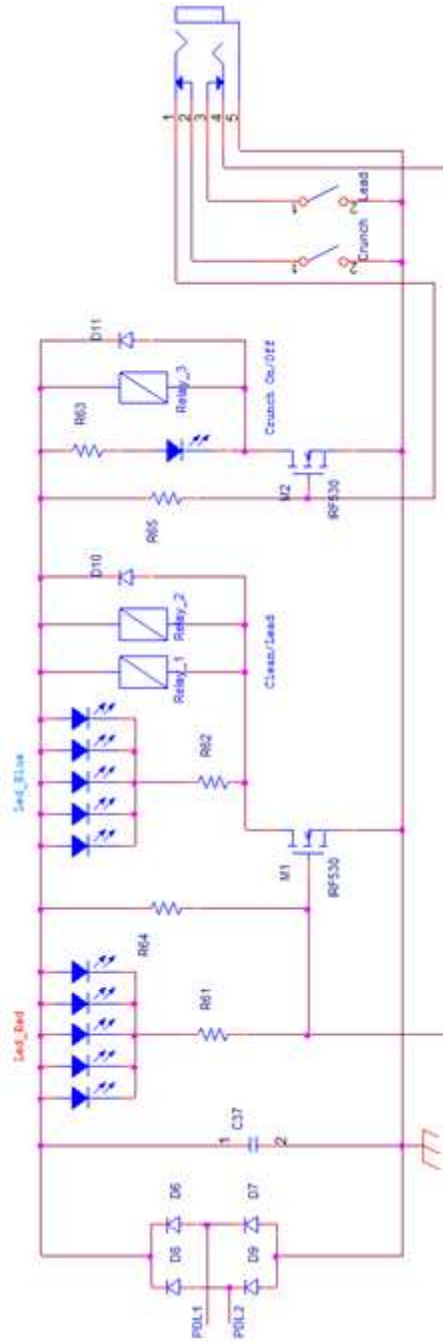


Figura 2.55. Esquemático inicial del circuito selector de canal

-Descripción y funciones:

Para permitir la selección del previo a través del cual se procesará la señal es necesario implementar un circuito que permita realizar el cambio de una forma segura y manteniendo los distintos canales independientes, es decir, sin que exista influencia del canal seleccionado sobre los anteriores y viceversa.

Entre las posibles soluciones a adoptar se ha optado por el uso de relés para la selección del rutado de la señal debido a su facilidad de gobierno, robustez y capacidad para soportar altas tensiones, carencia de diafonías (*crosstalk*), disponibilidad y bajo coste. La selección de canal podrá realizarse tanto desde interruptores presentes en el chasis del amplificador como mediante el uso de un pedal de pulsadores de forma remota. Se utilizarán tres relés los cuales actuarán sobre:

- **El relé 1** permite alternar el uso entre los potenciómetros VR6 y VR7 según esté seleccionado el canal limpio o lead, permitiendo de esta forma un ajuste independiente de volumen por canal. Es gobernado por el transistor M1.

- **El relé 2** se encarga de la selección entre el canal limpio o el lead, por lo que será activado o desactivado conjuntamente con el relé 1 mediante el uso del transistor M1.

En su primera posición abre el circuito a la salida del canal *lead* (en el punto entre C10 y R21) de tal modo que solo se permita el rutado de la señal a través del canal limpio. En esta misma posición, el segundo circuito (interruptor 2.2) del relé se encarga de cortocircuitar al rejilla de V2b (del circuito *lead*) con masa, inhabilitando esta válvula cuando el canal limpio está seleccionado.

Cuando el relé es activado en su segunda posición permite el paso de la señal desde el canal *lead* hacia el lazo de efectos, siendo en esta ocasión cuando la salida del canal limpio es dejada en circuito abierto (en el punto entre C8 y R21). También en esta posición se admite la correcta polarización de la rejilla de V2b, y con ello el funcionamiento normal del triodo y por tanto habilitando el canal *lead*.

- **El relé 3** es el encargado de activar el canal *crunch* sobre el canal limpio, modificándolo al desactivar el divisor de tensión presente a la entrada de V2a. Este relé es controlado independientemente de los anteriores mediante el uso de transistor M2.

El primer circuito de este relé en su primera posición o posición por defecto (interruptor 3.1) introduce la resistencia R6 en el canal limpio y el segundo circuito (interruptor 3.2) realiza la misma acción con R7, de tal modo que se conforma el divisor de tensión que asegura que la señal de entrada es suficientemente pequeña como para que V1b trabaje en su zona lineal, y por tanto se trabaje en el canal limpio.

Activando este tercer relé la resistencia R6 es cortocircuitada y R7 queda desconectada del circuito, de tal forma que el divisor de tensión queda desactivado, consiguiendo que la señal en V1b pueda empezar a saturar y seleccionando con ello el uso del canal *crunch*.

Como ya se ha comentado anteriormente la selección de canal podrá realizarse adicionalmente de forma remota mediante el uso de un pedal con dos interruptores (*Crunch* On/Off, Limpio/Lead). Para evitar problemas y contradicciones con los interruptores presentes en el panel frontal del amplificador, estos quedarán deshabilitados al conectar el pedal de cambio de canal haciendo uso de los interruptores presentes en los conectores hembras, que abrirán el circuito para tal efecto.

El circuito de selección de canal está diseñado para ser alimentado en alterna con 6.3Vrms, los cuales serán proporcionados por un bobinado estándar para filamentos desde el transformador de entrada.

-Interruptor de mezcla:

Se ha decidido añadir un interruptor de mezcla al equipo que inhabilita la función del primer interruptor en el relé 2 (interruptor 2.1) de tal modo que tanto la salida del canal limpio como la del canal *lead* permanecen conectadas simultáneamente al lazo de efectos independientemente del canal seleccionado. Cuando el canal limpio es seleccionado la salida de V2b es deshabilitada debido a que su rejilla es cortocircuitada a masa. No obstante con el canal *lead* y el interruptor de mezcla activos la señal del canal limpio no es interrumpida y esta se mezcla con la señal procedente del canal activo.

Esta mezcla teóricamente proporcionará un resultado sonoro distinto en el canal *lead*. El canal limpio está formado por una única etapa en configuración cátodo común, sin embargo el canal distorsionado se compone de dos etapas con esta misma configuración y, por tanto las señales resultantes en ambos canales presentarán un desfase relativo de 180° en frecuencias medias. Si ambas señales fueran exactamente iguales en forma y amplitud ambas se cancelarían, sin embargo esto está lejos de la realidad y, no sólo ante una misma entrada se obtienen señales distintas a la salida en espectro y frecuencia sino que también la ganancia que presenta en canal limpio es mucho menor, y por tanto esta substracción de señal sólo afectará ligeramente al sonido resultante.

La implementación de este interruptor se basa en la idea de conseguir un sonido más “comprimido” a la salida del canal *lead*. Esto es fácilmente comprensible si se observa la *Figura 2.56*.

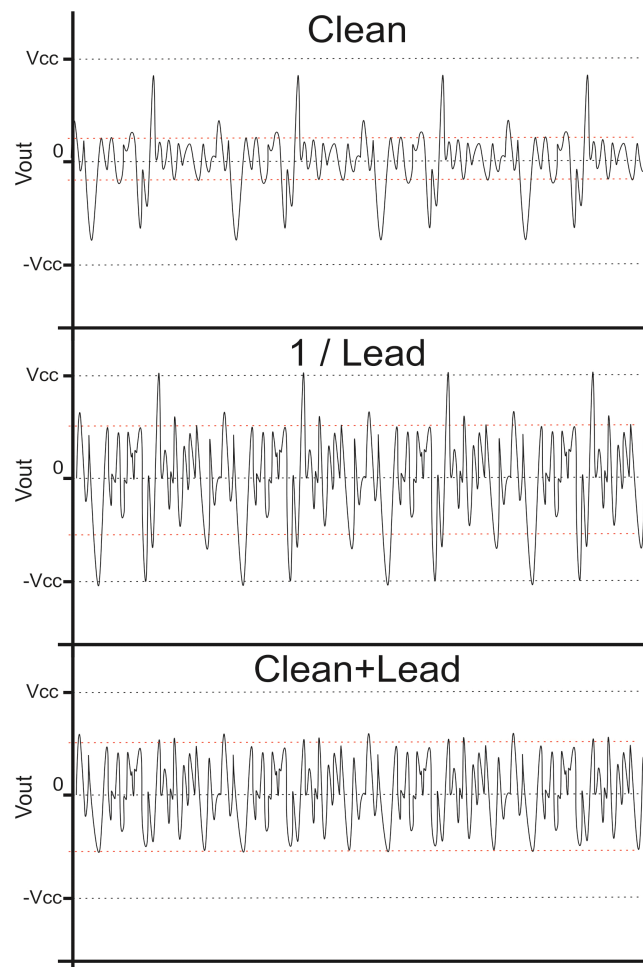


Figura 2.56. Efecto del interruptor de mezcla

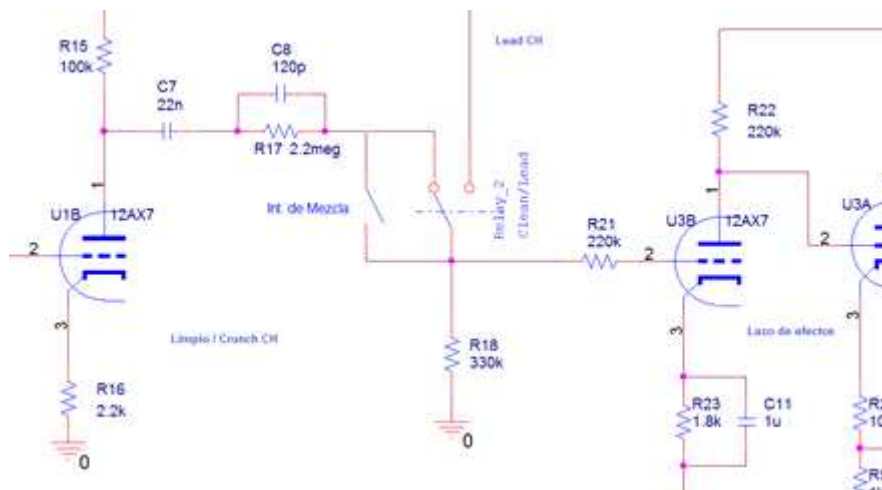
La Figura 2.56 muestra los efectos del canal limpio, el canal *lead* con el interruptor de mezcla desactivado y activado sobre la misma señal. La señal superior representa la salida del canal limpio, y en ella se pueden observar una serie de picos de mayor amplitud que representan transitorios producidos en la ejecución del instrumento (ataques de la púa contra las cuerdas, notas interpretadas con mayor intensidad, etc). Estas señales producen desigualdades en la intensidad y volumen del sonido resultante que, aunque en muchas ocasiones son deseables debido a que son parte de la intención que ha que el guitarrista ha querido aportar con su interpretación, en otras ocasiones son producidas por otros efectos no deseables o fallos en la ejecución del instrumento que tienden a producir un sonido “poco homogéneo”.

La señal del medio representa la salida del canal *lead* (en este caso ha sido invertida para facilitar la comprensión del ejemplo) en donde también se observan los transitorios antes comentados y una mayor amplitud de salida. Sin embargo estos tienen menor peso al estar limitados por la alimentación al trabajar con mayores amplitudes, estando más cercanos al valor medio de salida.

En la señal inferior es posible observar el resultado teórico obtenido al activar el interruptor de mezcla, donde señal de salida del canal limpio se resta a la del *lead*, atenuando la amplitud media de salida. No obstante este efecto de atenuación es más notable en los picos y transitorios antes comentados, al tener estos un mayor peso en la salida del canal limpio que en la del otro canal, esto repercute en tensiones de pico más constantes y un sonido más compacto y homogéneo, el cual suele ser el objetivo de las guitarras rítmicas presentes en la mayoría de los géneros musicales.

Cabe destacar de nuevo que este efecto no sólo afectará a la compresión del sonido en el canal *lead*, sino que proporcionará un resultando sonoro distinto al original según este activado o no, siendo el comentado uno de sus principales efectos.

-Esquemático:



2.1.11. FUENTE DE ALIMENTACIÓN

-Descripción y requerimientos.

La fuente de alimentación es la encargada de suministrar las distintas tensiones continuas necesarias requeridas por las distintas etapas del amplificador. Concretamente las necesidades concretas de este diseño son:

- **Dos tomas de tensión continua de 360V** (V_a y V_b) para la alimentación del canal limpio y la del canal lead. La alimentación de ambos canales no será tomada desde el mismo punto o toma para tratar de reducir las posibles influencias entre ambos previos relacionadas con su consumo.
- **Una toma de tensión continua de 385V** (V_c) para la alimentación del lazo de efectos y el inversor de fase. Esta toma de alimentación independiente al previo permitirá reducir la influencia entre etapas a la vez de permitir un mayor rango de tensiones de salida libres de distorsión, ya que no es el cometido de estas etapas.
- **Dos tomas de tensión continua de 490V** para la alimentación de las pantallas de los pentodos de potencia (V_d) y la alimentación principal de la etapa de potencia a través del punto medio del bobinado del transformador de salida (V_e).
- **Una toma de tensión continua variable** que proporciones al menos **-60V** (V_f) para el ajuste de la correcta polarización de bias en las rejillas de las válvulas de la etapa de potencia.
- **Dos tomas de tensión alterna de 6.3V** para la alimentación de los filamentos de las válvulas del previo y etapa de potencia y la alimentación del circuito selector de ganancia.

-Esquemático y topología

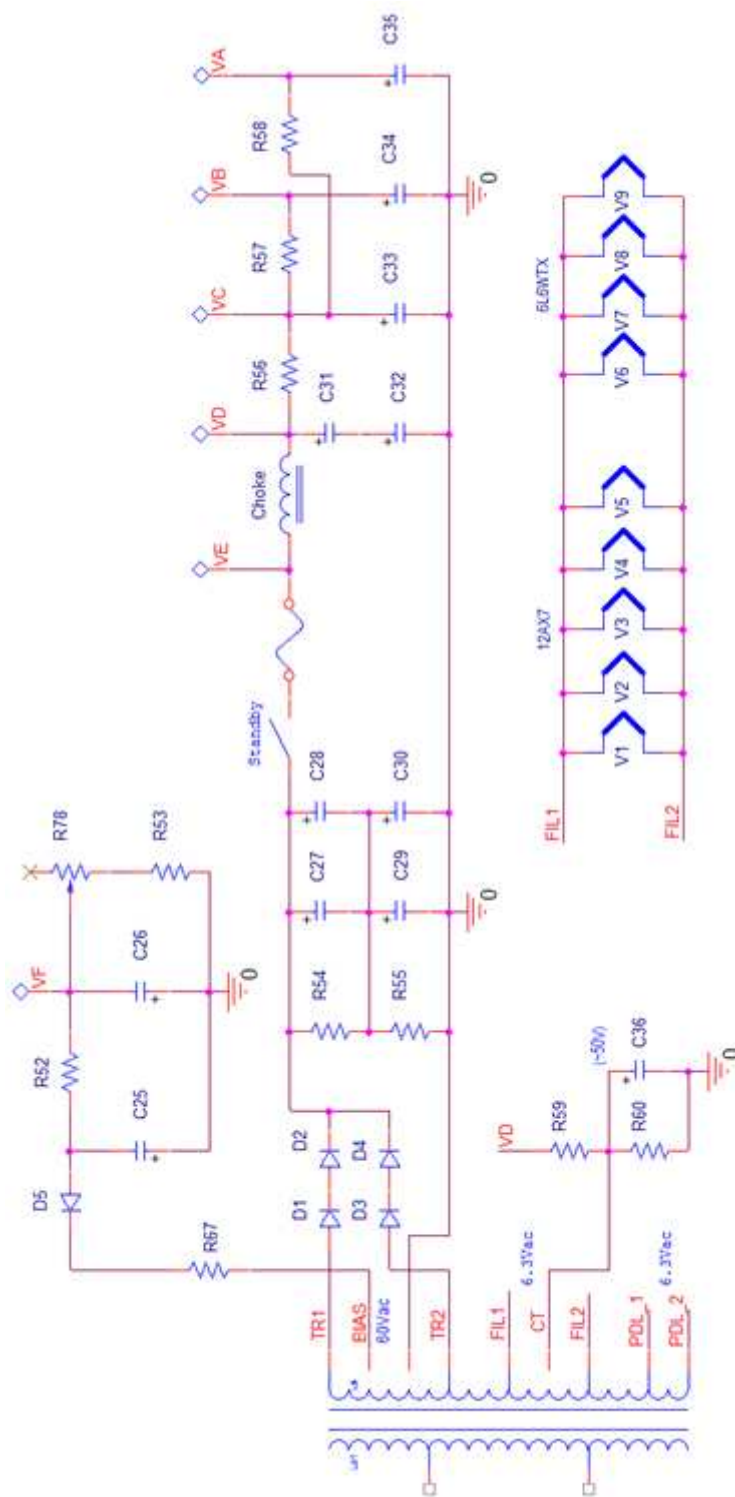


Figura 2.57. Esquemático inicial de la fuente de alimentación

-Transformador de alimentación.

Para proporcionar las tomas de alimentación del circuito será necesario el uso de un transformador que eleve la tensión de red de 230V a las tensiones requeridas para suministrar las tensiones

requeridas una vez rectificadas y filtradas. Este transformador debe constar al menos de los siguientes bobinados en el secundario:

- **Al menos, un bobinado que proporcione 360Vrms** para las alimentaciones V_a , V_b , V_c , V_d y V_e , siendo lo ideal un bobinado de 720Vrms con toma intermedia (360-0-360). Debe considerarse que el consumo total tanto del previo como de la etapa puede llegar a 0,4A.
- **Al menos un bobinado que entregue 6.3Vrms** para la alimentación de los filamentos de las válvulas del previo y etapa de potencia y la alimentación del circuito selector de ganancia, siendo lo ideal dos de estos bobinados para independizar la alimentación de los filamentos de la de los circuitos supletorios. Es recomendable que al menos un bobinado disponga de toma intermedia, para poder referenciar la tensión de los filamentos respecto al cátodo. Debe considerarse que el consumo total de los filamentos es de al menos 5.5A.
- **Un bobinado que entregue 50Vrms** para la polarización del bias en la etapa de potencia V_f .

Según estos requerimientos se consideraron tres modelos de transformadores: O'netics® PN10170, Hammond® 737BX e Inmadout® TASLO 100, siendo este último el elegido debido a que es el único que cubre todas las necesidades, por su disponibilidad y buena relación calidad precio. Sus principales características son (*ver Tabla 2.1*):

Primarios	Secundarios
1x 230V 1x 125V	360-60-0-360, 3.15-0-3.15, 6.3
	2x 360V 1x 60V 400mA en CT
	2x 3.15 7.5A en CT
	2x 3,15 3A en CT

Tabla 2.1. Especificaciones del transformador Inmadout® TASLO100.

Más información disponible en la sección Datasheets del capítulo [9.Hojas de datos].

La fuente de alimentación comprenderá un diseño sencillo que constará principalmente de un rectificador de doble onda, un filtro LC que proporcionará las mayores tensiones continuas ($V_e, V_d=490V$) y una red de filtro RC posteriores que funcionarán a modo de divisor de tensión para obtener los puntos de alimentación $V_c=385V$, $V_b=V_a=360$.

-Rectificador de doble onda

Se aprovechará el bobinado secundario principal (360-0-360) para obtener tomas de tensión alterna de 360Vrms 50Hz desfasadas 180°, sobre las cuales se dispondrán las parejas de diodos D1-D2 y D3-D4, conformando un rectificador de onda completa, y obteniendo una señal de aproximadamente 500V de amplitud. Los diodos rectificadores se montarán por parejas, en serie con el fin de reducir a la mitad la tensión máxima aplicada en estos (*Figura 2.58. Rectificador de onda completa*).

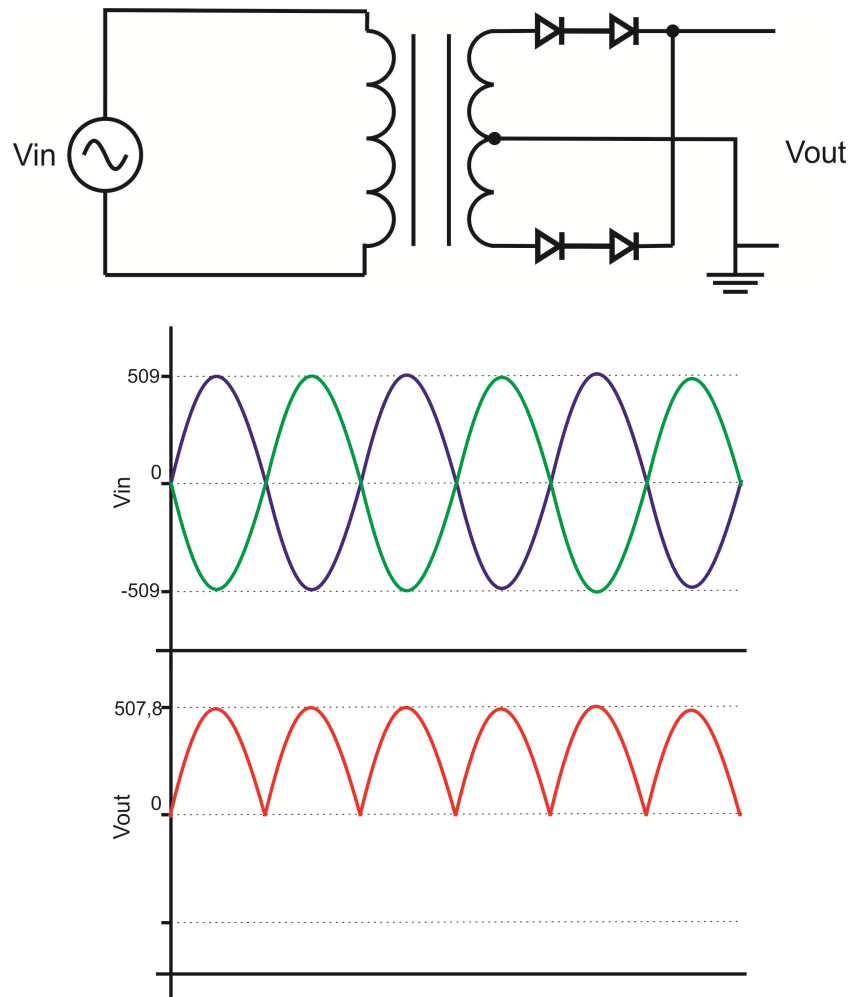


Figura 2.58. Rectificador de onda completa

-Obtención y filtrado de V_{EY} y V_d

Una vez obtenida una tensión alterna de aproximadamente 500V de amplitud 100Hz es necesario realizar el filtrado de ésta para obtener la tensión continua necesaria para alimentar las etapas. Un primer filtro LC en “red Π ” será el encargado de este filtrado, mediante el cual será posible obtener las tensiones continuas más elevadas, V_{EY} y V_d , encargadas de la alimentación de los pentodos de potencia y de sus pantallas respectivamente. Debido a las elevadas tensiones con las que se ha de trabajar, se han considerado una serie de medidas especiales.

En primer lugar, respecto al denominado “condensador de reserva” (condensador o condensadores que ocupan la primera posición del filtro, justo después del rectificado) en lugar de considerar un único condensador de gran capacidad y que soporte una elevada tensión se ha decidido

implementar una red de condensadores (C27, C28, C29 y C30) que serán dispuestos en serie y paralelo tal y como indica la *Figura 2.59*. De este modo las parejas de condensadores en serie C27-C29 y C28-C30 trabajan con una tensión igual a la mitad de la de la alimentación, permitiendo el uso de dispositivos con una menor tensión máxima de trabajo y por tanto abaratando costes, a costa de reducir la capacidad total. Este mismo criterio ha sido aplicado con los condensadores C31 y C32.

El divisor de tensión formado por R54 y R55 establece la tensión de trabajo de la batería principal de condensadores, repartiéndola a partes iguales para fijar un punto de trabajo más estable y fiable.

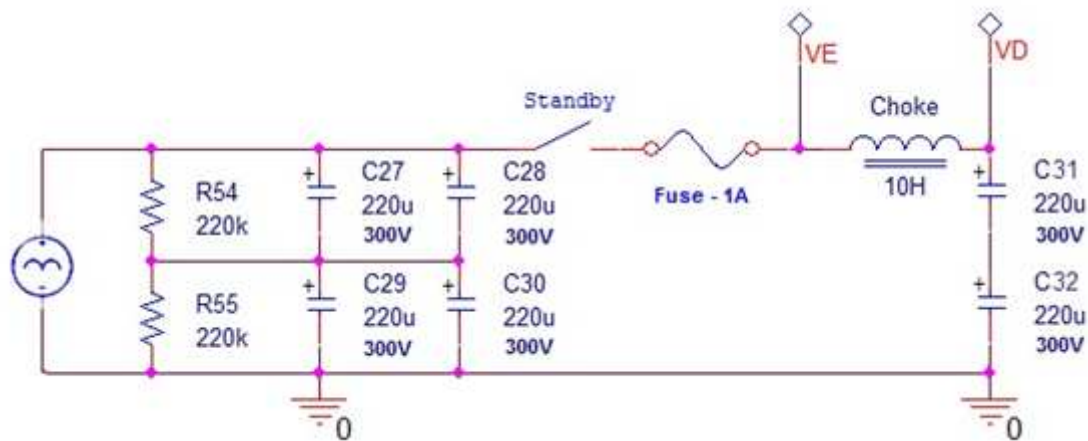


Figura 2.59. Filtro LC. VEy Vd

En corriente continua los condensadores, una vez cargados se comportan idealmente como un circuito abierto y la bobina de choque como un cortocircuito (obviando resistencia implícita en estos componentes y otros efectos parásitos) y la corriente alterna es derivada por los condensadores a masa y bloqueada por la alta reactancia de la bobina de choque por lo que esta configuración presenta unas excelentes cualidades para fijar una tensión continua libre de rizado ante grandes demandas de corriente.

El dimensionado de los componentes depende de la frecuencia de corte deseada. Normalmente el objetivo de esta clase de filtros es fijar la frecuencia de corte al menos una década inferior a la frecuencia de red, consiguiendo con ello, 20dB de atenuación para filtros de primer orden ésta frecuencia. Siguiendo este criterio, en este caso la frecuencia de corte debería fijarse en 5Hz como máximo (1 década inferior a 50hz, que es de la frecuencia de red en la UE). En este caso, este criterio está levemente sobredimensionado, ya que la frecuencia presente debido al rectificador de doble onda es el doble de la frecuencia de red. Es posible calcular el valor de los condensadores C31 y C32 con lo que trabajar, así como el de la bobina de choque que conforman el filtro LC, considerando que la frecuencia de corte de este se puede aproximar a la presentada en la ecuación (ec 22)

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad (ec: 22)$$

Considerando $f=5\text{hz}$, y fijando el valor de la bobina de choque en $L=10\text{H}$ (Hammond® 159P) es posible despejar el valor mínimo de C_{eq} :

$$C_{eq} = \left(\frac{1}{2\pi f \sqrt{L}} \right)^2$$

$$C_{eq} = \left(\frac{1}{2\pi 10 \sqrt{10}} \right)^2 \approx 100 \mu F$$

Como se ha comentado anteriormente, debido a la alta tensión presente en C_{eq} , se implementará una pareja de condensadores ($C31$ y $C32$) en serie de tal modo que la tensión máxima de trabajo necesaria para ambos condensadores pueda reducirse a la mitad:

$$C_{eq} = \frac{C31 \cdot C32}{C31 + C32}$$

Fijando $C31$ igual a $C32$:

$$C31 = C32 = 2 \cdot C_{eq} = 200 \mu \approx 220 \mu$$

Como puede observarse en la *Figura 2.59*, la toma de tensión V_E se realizará antes de la bobina de choque. De esta manera, la demanda de corriente debida a la etapa de potencia no es suministrada a través de la bobina del filtro y esta puede ser dimensionada para una corriente máxima de trabajo menor sin que se produzca la saturación en su núcleo. Es evidente que la tensión V_E presentará entonces un mayor rizado que la tensión V_d , obtenida a otro lado de la bobina, sin embargo esto no representa un problema por dos razones.

En primer lugar la etapa de potencia es alimentada a través de la toma intermedia del transformador de salida, el cual presenta una elevada inductancia, contribuyendo a la reducción de la tensión de rizado presente en los ánodos de los pentodos de potencia, conformando un filtro LC que actúa del mismo modo que la bobina de choque en la fuente de alimentación.

En segundo lugar la etapa de potencia presenta una configuración en *push-pull*, lo cual significa que, estando la misma tensión de rizado presente en la alimentación ambas ramas de la etapa de potencia, en una etapa equilibrada es cancelada totalmente a la salida.

Respecto a la atenuación del rizado presente en V_d debido a la acción del filtro LC es posible calcularlo según la ecuación (*ec: 23*)

$$\frac{V_e}{V_d} = \frac{X_c}{X_L + X_c} \quad (ec: 23)$$

Siendo X_c la reactancia capacitiva de la capacidad equivalente a C31 y C32 y X_L la reactancia inductiva del choque, ambas calculadas a través de las ecuaciones *ec: 24* y *ec: 25*.

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{ec: 24})$$

$$X_L = 2\pi f L \quad (\text{ec: 25})$$

Sustituyendo en *ec: 23* con, *ec: 24* y *ec: 25*, para una frecuencia presente de 100Hz:

$$\frac{V_e}{V_d} = \frac{\frac{1}{2\pi f C}}{2\pi f L + \frac{1}{2\pi f C}} = \frac{\frac{1}{2\pi 100 \cdot 110\mu}}{2\pi 100 \cdot 10 + \frac{1}{2\pi 100 \cdot 110\mu}} = -52.7\text{dB}$$

Una atenuación del rizado de -52,7dB es un resultado satisfactorio y más aun teniendo cuenta la baja pérdida de tensión en DC debida a la resistencia presente en el hilo del bobinado (155Ω @ 125mA). [9. Hojas de datos]

Por último cabe destacar la necesidad de incluir dos dispositivos. El primero es un interruptor que realice la labor de abrir la alimentación, de tal modo que ésta no sea suministrada hasta que las válvulas se encuentren a su temperatura de trabajo óptima por medio del caldeo a través de sus filamentos, evitando con ello el desgaste prematuro de las mismas. Este interruptor se suele denominar *standby*.

El segundo es el montaje de un fusible que realice que interrumpa el suministro de alimentación del circuito en caso de fallo eléctrico. Para dimensionar este fusible es necesario realizar una estimación del consumo normal del amplificador:

$$I_{total} = I_{plat,max} + I_{scr,max} + I_{triodos,max} \quad (\text{ec: 26})$$

$I_{plat,max}$: Corriente máxima de placa total de los pentodos de potencia. La corriente en reposo I_{plat} está estimada en 44mA por pentodo de potencia según la zona de trabajo elegida, dando un total de 180mA. La corriente máxima por pareja de pentodos de potencia puede deducirse de la *Figura 2.51* en apartado [2.1.9.Etapa de salida].

$$I_{plat,max} = 2 \cdot 350\text{mA} = 700\text{mA}$$

$I_{scr,max}$: Corriente máxima de pantalla total de los pentodos de potencia. I_{scr} de reposo está estimada en 1,5mA por pentodo de potencia según la zona de trabajo elegida, dando un total de 6mA. La corriente máxima de trabajo es posible estimarla a partir de la *Figura 2.48* (Ver apartado [2.1.9.Etapa de salida]) por

exceso, para una amplitud de 15Vp en las rejillas de control, en unos 10mA por pentodo de potencia.

$$I_{scr,max} = 4 \cdot 10mA = 40mA$$

La corriente $I_{triodos,max}$ representa el consumo máximo de los tríodos del amplificador. Debido a su bajo peso en el consumo total su corriente máxima puede ser aproximada a partir de la corriente medio o de polarización del tríodo.

$$I_{triodos,max} = I_{inv,max} + I_{lp,max} + I_{lead,max} + I_{cln,max} + I_{inp,max} \text{ (ec: 6)}$$

$I_{inv,max}$: Corriente de polarización de la etapa inversora. Estimada en 1.65mA+1.75mA→ 4mA. [2.1.8.Etapa inversora de fase]

$I_{lp,max}$: Corriente de polarización del lazo de efectos. Estimada en 2x 0.85mA+2x 1.95mA→6mA.[2.1.6.Lazo de efectos]

$I_{lead,max}$: Corriente de polarización del canal lead. Estimada en 1.1mA+0.13mA→2mA [2.1.5.Previous: Canal Lead]

$I_{cln,max}$: Corriente de polarización del canal limpio. Estimada en 1mA→1.5mA [2.1.3.Previous: Canal Limpio]

$I_{inp,max}$: Corriente de polarización de la etapa de entrada. Estimada en 0.83mA→1.5mA [2.1.2.Etapa de entrada]

$$I_{triodos,max} = 4mA + 6mA + 2mA + 1.5mA + 1.5mA = 15mA$$

Por tanto, a partir de ec 26 y ec 27 es posible determinar un consumo aproximado de 755mA, con lo que se puede dimensionar el fusible en 1A, estableciendo con ello un margen de seguridad.

$$I_{max.total} = 700mA + 40mA + 15mA = 755mA$$

-Obtención de Vc

A partir de una tensión teórica $V_d \approx 490V$ es necesario realizar una atenuación y filtrado para obtener la tensión que alimentará el lazo de efectos y la etapa inversora de fase Vc. Para ello es necesario determinar el consumo de corriente medio en ambas etapas, conformadas por las válvulas V3a, V3b, V4a y V4b (para el lazo de efectos) y V5a y V5b (para el inversor de fase):

$$I_c = I_{inv} + I_{lp} = 3.4mA + 5.6mA = 9mA$$

Por tanto para conseguir una tensión $V_c=385V$ el valor de la resistencia R56 que conforma el divisor de tensión será:

$$V_d = V_c + I_c \cdot R_{56}$$

$$R_{56} = \frac{V_d - V_c}{I_c} = \frac{490 - 385}{9mA} = 11.6K \approx 10K$$

El resultado ha sido aproximado a 10K ya que se ha considerado que el consumo de la etapa real a través de VC podría ser ligeramente superior al teórico, siendo preferible una tensión ligeramente superior a la esperada que el defecto de ésta.

-Obtención de VB y Va

Partiendo de una tensión $V_c \approx 385V$ es necesario realizar una atenuación y filtrado para obtener la tensión que alimentará a ambos canales del amplificador. Para reducir la posible influencia de un previo sobre el otro debido al consumo, así como limitar el rizado presente en los puntos de alimentación de ambas etapas se ha decidido implementar dos puntos de alimentación VB y Va, que presentaran resistencias de atenuación y filtrados independientes. En ambos casos la tensión deseada es $V_a = V_b = 360V$.

Para el caso de Vb, encargado de la alimentación del canal *lead* hay que considerar el consumo medio teórico del previo, conformado por las válvulas V2a y V2b:

$$I_b = I_{V2a} + I_{V2b} = 1,1mA + 0,13mA = 1,23mA$$

Por tanto para conseguir una tensión $V_b=360V$ el valor de la resistencia R57 que conforma el divisor de tensión será:

$$V_c = V_b + I_b \cdot R_{57}$$

$$R_{57} = \frac{V_c - V_b}{I_b} = \frac{385 - 360}{1,23mA} = 16,24K \approx 15K$$

Para el caso de Va, encargado de la alimentación del canal limpio y la etapa de entrada hay que considerar el consumo medio teórico del circuito, conformado por la válvula V1a y V1b:

$$I_a = I_{V1a} + I_{V1b} = 1mA + 0,83mA = 1,83mA$$

Por tanto para conseguir una tensión $V_a=360V$ el valor de la resistencia R57 que conforma el divisor de tensión será:

$$V_c = V_a + I_a \cdot R_{58}$$

$$R_{58} = \frac{V_c - V_a}{I_a} = \frac{385 - 360}{1,83 \text{mA}} = 13,66 \text{K} \approx 15 \text{K}$$

-Filtrado de V_c , V_b y V_a .

El siguiente paso es determinar el valor de los condensadores C_{33} , C_{34} y C_{35} . Estos condensadores configuran filtros de paso bajo que derivan la tensión alterna presente en la alimentación a masa. Para calcular el valor de la capacidad en primer lugar es necesario calcular la impedancia equivalente vista desde estos componentes.

$$R_{C33} = R_{56} \parallel R_{57} \parallel R_{58} = 4,28 \text{K}$$

$$R_{C34} = R_{57} + R_{58} = 30 \text{K}$$

$$R_{C35} = R_{58} + R_{57} = 30 \text{K}$$

Por lo que, definiendo una frecuencia de corte $f_c < 1 \text{Hz}$ para asegurar un correcto filtrado de las posibles señales alternas presentes en la alimentación, que provengan del rectificado de la tensión de red (100hz).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ceq} \cdot C}$$

$$C_{33} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C33} \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,28 \text{K} \cdot 1} = 37 \mu\text{F} \rightarrow 47 \mu\text{F}$$

$$C_{34} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C34} \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \text{K} \cdot 1} = 37 \mu\text{F} \rightarrow 47 \mu\text{F}$$

$$C_{35} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C35} \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \text{K} \cdot 1} = 5,3 \mu\text{F} \rightarrow 10 \mu\text{F}$$

-Obtención y filtrado de V_f

La toma de alimentación V_f es la encargada de suministrar una tensión continua negativa para la correcta polarización de las rejillas de las válvulas de la etapa de potencia. Debido a las tolerancias de fabricación de los válvulas, así como las producidas por desgaste y fatiga de estos componentes es necesario que ésta tensión pueda ser ajustable dentro de un rango de tensiones, y con ello la corriente de bias presente en los pentodos de la etapa de potencia.

La implementación de esta etapa se realizará desde la toma intermedia presente en el bobinado secundario principal del transformador de alimentación que de 60Vef. Esta señal será posteriormente convertida a corriente continua negativa mediante el uso del diodo D5 (actuando como un rectificador de media onda) y filtrada por una red de dos filtros RC conformados por R52 y C25 y C26, VR11 y R52. Ver *Figura 2.60. Circuito de polarización de la etapa de potencia (Vf)*

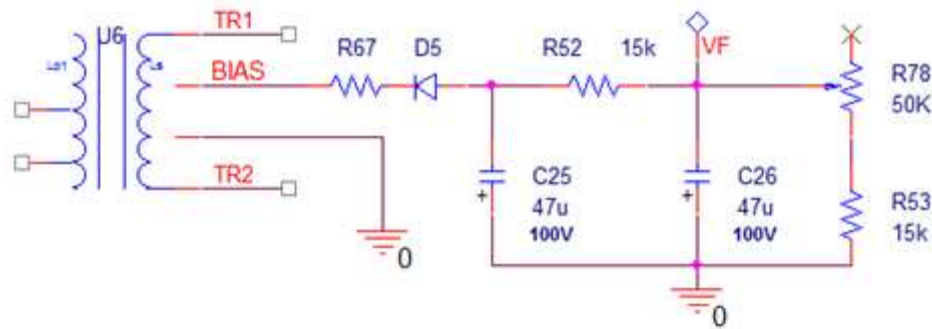


Figura 2.60. Circuito de polarización de la etapa de potencia (Vf)

El ajuste de la tensión continua presente en VF se realizará mediante el uso de la resistencia variable R78, que junto a R52, y R53 conforman un divisor de tensión, siendo esta última resistencia la encargada de fijar una tensión mínima de ajuste. También se ha previsto la posible implementación de una resistencia R67 que funcione como limitadora de corriente al conjunto y a su vez limite en mayor o menor medida las tensiones máximas de ajuste en VF.

Teniendo en cuenta que la tensión alterna rectificadora obtenida tendrá una amplitud de al menos -80Vpico, por lo que será necesaria una atenuación de mínima de 20% ya que el rango de ajuste óptimo de tensiones de rejilla para las válvulas 6L6 se sitúa, dependiendo de la tensión de placa entre -60 y -45V. Teniendo en cuenta la expresión ec. 28 y considerando que, para una atenuación máxima del 50% (-40V) R52 y R53 deben de presentar el mismo valor resistivo:

$$\frac{Vf}{Vin} = \frac{R53 + \alpha R78}{R52 + R53 + \alpha R78} \quad (ec. 28)$$

$$R78 = 3 \cdot R52 = 3 \cdot R53$$

Cualquier valor para estas resistencias que cumpla esta relación fijará un rango de ajuste de -64V a -40V. Los valores determinados han sido R52= R53=15K y R78=47K, este valor ha sido fijado debido a que éstas resistencias establecen también la frecuencia de corte del filtro paso bajo, y es necesario un valor resistivo relativamente alto para poder fijar el uso de condensadores de menor capacidad, con las ventajas económicas, de estabilidad y espacio que esto supone. Definiendo una frecuencia de corte $f_c < 0,5\text{Hz}$ para asegurar un correcto filtrado de las posibles señales alternas presentes en la alimentación, que provengan del rectificado de la tensión de red (50hz).

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq} \cdot C}$$

$$C33 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C25} \cdot fc} = \frac{1}{2\pi \cdot 15K \cdot 0,5} = 21,2\mu F \rightarrow 47\mu F$$

$$C34 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C26min} \cdot fc} = \frac{1}{2\pi \cdot 15K \cdot 0,5} = 21,2\mu F \rightarrow 47\mu F$$

Como se puede observar, C33 y C34 han sido ligeramente sobredimensionados con el fin de reducir el rizado de tensión presente en las rejillas de la etapa de potencia. Aun así cabe destacar que debido al bajo consumo en corriente de estas y a la configuración en *push-pull* de la etapa de potencia la posible influencia en la salida de la etapa de potencia de una supuesta señal alterna introducida desde este punto sería mínima.

-Alimentación de los filamentos

Tanto los filamentos de los tríodos presentes en los previos, lazo de efectos y la etapa inversora de fase, como los de los pentodos de la etapa de potencia serán alimentados con una tensión alterna de 6,3Vef. Esta tensión será proporcionada por uno de los bobinados específicos para tal función disponibles en el secundario del transformador de alimentación Inmadout® TASLO 100, cuyo datasheet puede ser consultado en la sección de Adjuntos al final de éste documento.[9. Hojas de datos] .

La toma intermedia de dicho bobinado (CT) será conectada a masa con el fin de fijar una referencia en continua para evitar una alimentación flotante de los filamentos. Con esto no sólo se consigue fijar una tensión cátodo-filamento más segura de trabajo sino que también se reduce el ruido presente en las válvulas de vacío debido a la modulación en la tensión de cátodo introducida en éste a través de la posible variación de la tensión presente en los filamentos.

-Alimentación del circuito selector de canal

El circuito selector de canal se alimentará a partir de una tensión alterna de 6,3Vef que proporciona un segundo bobinado presente en el secundario del transformador de alimentación. Se ha seleccionado este segundo bobinado en vez de aprovechar el bobinado principal de los filamentos con el fin de independizar en la mayor medida posible ambos sistemas, con el fin de reducir la influencia del circuito selector de canal de los filamentos y por tanto de la parte de señal.

La tensión suministrada por este bobinado será rectificada por un puente de diodos, conformado por D6, D7, D8 y D9 y posteriormente filtrada por el condensador C37, proporcionando una tensión continua aproximada de 7.5V.

2.2.1. INTRODUCCIÓN

De acuerdo a los requerimientos presentados en el pliego de condiciones [10.1.7 .Condiciones de montaje] se ha decidido realizar una implementación mixta, que combina un montaje en placa de circuito impreso y un cableado punto a punto para determinados elementos.

El circuito impreso comprenderá los componentes que conforman los previos del canal limpio, *crunch* y *lead*, así como el lazo de efectos y el inversor de fase, con la excepción del montaje de los triodos y los potenciómetros e interruptores que serán sujetos directamente al chasis y cableados posteriormente a la placa de circuito impreso. Se realizará también una segunda placa de circuito impreso destinada a los elementos que componen la fuente de alimentación.

Para el diseño de estas placas se han tenido en cuenta una serie de consideraciones especiales y excepciones descritas a continuación en [2.2.2 Consideraciones especiales diseño de los PCB]

El cableado punto a punto comprenderé principalmente el montaje de la etapa de potencia, así como el sistema de ajuste de la tensión de bias. También determinados componentes serán cableados debido a una serie de requerimientos especiales, las cuales está reflejadas en [2.2.3 Consideraciones especiales de montaje]

En todo momento se han tenido en cuenta los requerimientos de la normativa MIL-STD-275E respecto a altas tensiones y separación mínima entre pistas, en función del sustrato utilizado. Esta normativa puede ser consultada en [9. Hojas de datos - Normativa MIL-STD-275E]

2.2.2. CONSIDERACIONES ESPECIALES DEL DISEÑO DE LOS PCB

A continuación se describen los principales criterios de diseño que se han seguido en las placas de circuito impreso, así como el motivo de las excepciones que requieren el cableado de distintos componentes.

- **PCB Previos, lazo de efectos e inversor de fase:** Es necesario destacar en primer lugar que la disposición general de dispositivos está centrada principalmente en dos puntos, que son el desarrollo de un camino lógico de la parte de señal y la disposición de elementos de forma que se facilite el cableado de las válvulas que comprenden esta parte del circuito. Estas serán fijadas al chasis mediante el uso de unos zócalos cerámicos y no montadas directamente sobre el PCB debido que sus altas temperaturas de trabajo podrían dañarlo o afectar las cualidades de otros componentes, como es el caso del efecto de la temperatura sobre el ruido producido en resistencias.

Con el fin de facilitar una puesta a masa coherente y ordenada, además de reducir la impedancia producida en la red de masa, se dispondrá de una pista central a lo largo de la placa, siguiendo el camino de señal y dispuesto paralelamente a éste. Esto permitirá un conexionado centralizado de las masas del circuito. El grosor de esta pista será notablemente sobredimensionado con el fin de conseguir una menor resistencia eléctrica. El rutado de esta pista puede observarse en la *Figura 2.61. Rutado de masa.*

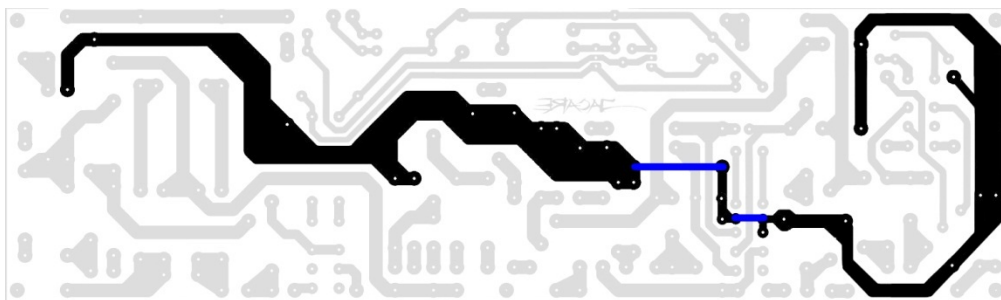


Figura 2.61. Rutado de masa

Para minimizar la influencia del circuito selector de canal sobre la parte de señal del amplificador el rutado de este se realizará de forma aislada al resto del circuito, presentando su propia masa o referencia debido a que incorporará también una alimentación independiente del resto del circuito. Los relés de conmutación de canal serán colocados en la parte de señal, y las señales de control y activación les serán enviadas haciendo uso de puentes de cableado. De esta manera, se simplifica el rutado de la parte de señal y se evita discontinuidades y puentes en ésta, lo cual es una de las prioridades del diseño. (Ver *Figura 2.62. Rutado del circuito selector de canal*).

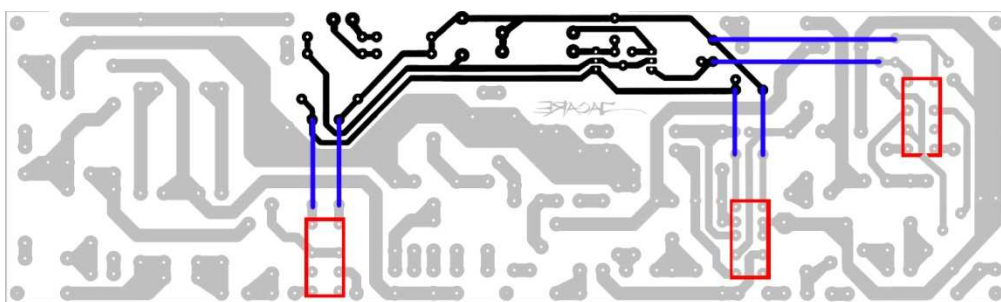


Figura 2.62. Rutado del circuito selector de canal

Sin embargo cabe destacar unas excepciones de montaje cableado para determinados componentes. En primer lugar como ya se ha comentado anteriormente, los potenciómetros de control de ganancias (VR1, VR2), agudos (VR3), graves (VR4), medios (VR5), controles de volumen (VR6, VR7), presencia (VR8) y profundidad (VR9), serán cableados debido a su necesidad de estar accesibles desde el exterior del chasis. Del mismo modo que ocurre con los interruptores de selección de canal (SW1, SW2), de brillo (SW3, SW4) y de mezcla (SW5). Los jacks de conexionado de entrada, pedal de conmutación, salida y retorno del lazo de efectos y salida general de 4 y 8ohm también presentarán este tipo de montaje.

Las resistencias R1, R2, R8, R10, R22 R26 y R28 así como los condensadores C5 y C38 no serán incluidos en el PCB debido a diversas consideraciones especiales de montaje, las cuales son descritas en posteriormente en el apartado [2.2.3 Consideraciones especiales de montaje].

- **PCB fuente de alimentación:** Esta placa de circuito impreso comprende los componentes de la fuente de alimentación a excepción de las resistencias R57, R58 y los condensadores C34 y C35. Estos elementos se incluirán en el PCB del previo debido a que conforman el último filtro de paso bajo de la cadena de alimentación (C34 y C35 funcionan como condensadores de reserva). El fin de esta medida es reducir la distancia entre estos elementos y los previos a los que suministra tensión, previniendo la presencia de tensiones de rizado en la alimentación debido a la impedancia de un cableado de demasiada longitud o posibles interferencias que podrían presentarse. Estos componentes están destacados en la *Figura 2.63*.

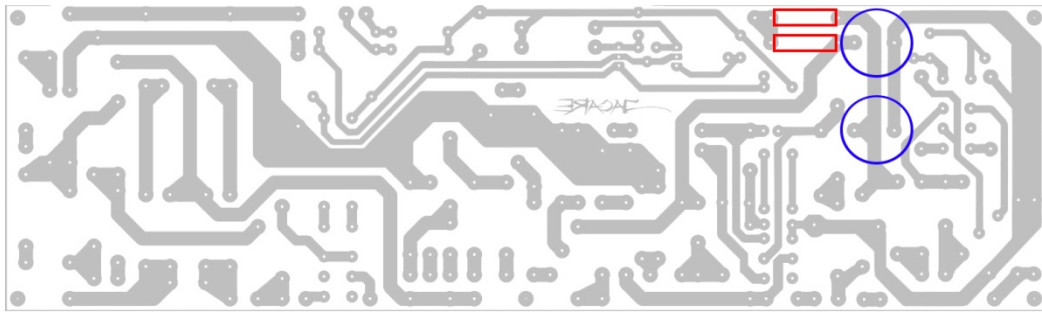


Figura 2.63. Situación de R57, R58, C34 y C35 en el PCB

Otra de las medidas que se han considerado en el diseño del PCB de la fuente de alimentación es reducir en la medida de lo posible la longitud de las pistas que portan altas tensiones alternas. Esto incluye tanto la pista de conexionado del secundario del transformador de alimentación con los diodos D1, D2, D3 y D4 como la que conecta estos diodos con los condensadores de filtrado C27, C28, C29 y C30. Dichas pistas pueden verse destacadas en la *Figura 2.64* a continuación.

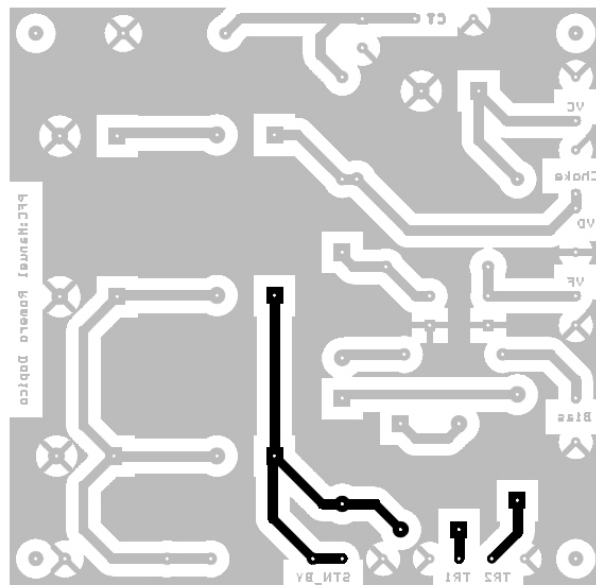


Figura 2.64. Rutado señal alterna en fuente de alimentación

2.2.3. CONSIDERACIONES ESPECIALES DE MONTAJE

Parte del amplificador requiere un montaje cableado o punto a punto. A continuación se describe en que elementos está presente esta medida y el porqué de este tipo de implementación, así como una serie de consideraciones especiales. [10.1.7. Condiciones de montaje]

- **Etapa de potencia:** Debido a la simplicidad del circuito, la necesidad del cableado del transformador de salida y las potencias disipadas en los elementos que componen la etapa de salida, ésta no será implementada mediante el uso de placas de circuito impreso. Este es el motivo por el cual los componentes R48, R49, R48b, R49b, R44, R45, R46 y R47 no han sido incluidos en el diseño las placas anteriores. En el caso de las resistencias de cátodo R48 y R49 serán fijadas al chasis, siendo sus terminales accesibles desde la parte posterior del mismo de tal modo que pueda medirse la tensión presente en estas para una fácil valoración de la corriente de bias en los pentodos de potencia. Así mismo, la resistencia variable VR11 también será fijada en el chasis, pudiendo ser regulada desde el exterior a través de un taladro realizado en éste, mediante el uso de un destornillador *trimmer*.

- **Elementos del previo:** Las resistencias *grid-stopper* R2, R8 y R26 serán soldadas directamente en el zócalo de las válvulas V1b, V2a y V4b respectivamente, con el fin de reducir la distancia y cableado entre ambos componentes debido a la alta vulnerabilidad ante ruido e interferencias que presentan las rejillas de las válvulas.

Las resistencias R1, R10, R22 y R28 así como los condensadores C5 y C38 no serán incluidos en el PCB al ser elementos que se sitúan entre los componentes de montaje en chasis descritos anteriormente. De este modo, mediante cableado se facilitará el montaje general y limitar el número de líneas de cable de señal.

El cableado que se utilizará para los cátodos de los triodos, así como el cable de señal de envío y retorno del lazo de efectos será de tipo apantallado, debido a la especial vulnerabilidad que presentan estas bajas señales ante el ruido e interferencias, que posteriormente sería amplificado por los triodos. La maya o apantallamiento será conectada a masa tan solo a través de uno de sus extremos.

- **Fuente de alimentación:** Otra medida que ha de llevarse a cabo es mantener los cableado de alta tensión alterna (tanto los del primario del transformador de alimentación como los del secundario) trenzados y lo más cortos posible, con el fin de limitar la influencia de estos sobre el circuito u otros cableados.

El mismo criterio se seguirá en el cableado que porta 6,3Vac para la alimentación de los filamentos de las válvulas. Se procurará mantener estos conductores lo más alejados posible de los cables portadores de señal de audio, evitando especialmente una disposición paralela entre estos así como los cruces, que en caso de ser inevitables se realizarán en un ángulo relativo de 90°.

- **Circuito selector de canal:** El conector del pedal para la conmutación del canal será un jack estéreo estándar de 6,3mm con interruptor de doble circuito. Estos interruptores, normalmente cerrados en ausencia del conector, se cablearan en serie con los interruptores de cambio de canal del frontal del chasis, de tal modo que estos queden deshabilitados una vez que el pedal está conectado.

El esquema completo de distribución y cableado de los elementos que conforma el amplificador puede ser consultado en [12.2.6. Esquema de distribución]

2.2.4. CONSIDERACIONES ESPECIALES DE DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES

El transformador de alimentación y el transformador de salida se montarán manteniendo la mayor distancia posible entre ellos, uno en cada extremo del chasis. Además de esta medida también se tendrá en cuenta el requerimiento de un montaje con un ángulo de 90° entre ambos transformadores (*Figura 2.65*). El objeto de estas medidas es minimizar la posible inducción magnética del transformador de alimentación sobre el transformador de salida debido a la dispersión de flujo producida en estos, ya que este efecto puede inducir ruidos de red en la parte de señal del amplificador.

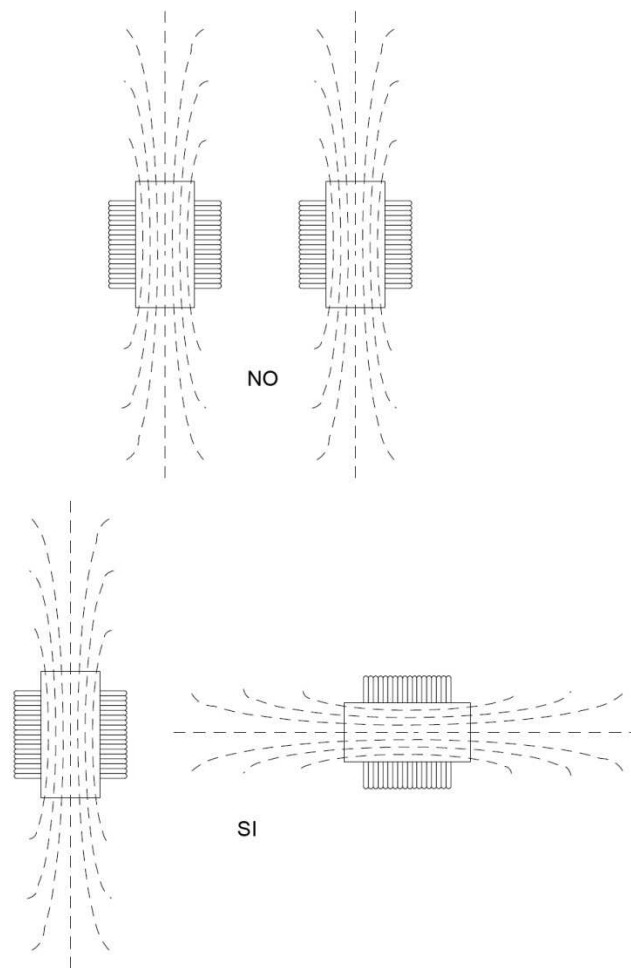


Figura 2.65. Distribución de los transformadores

Por el mismo motivo es necesario cuidar la disposición relativa del transformador de alimentación y de las válvulas del amplificador, especialmente de las válvulas de potencia 6L6 al tratarse de tetrodos de haces dirigidos. En estos dispositivos el flujo de electrones producido, es fuertemente direccionado y concentrado por las placas deflectoras en su interior, por lo que es necesario tener en cuenta la posible influencia del flujo de dispersión del transformador de alimentación sobre estos. Al contrario que ocurre con la disposición de los transformadores, para los cuales cualquier posición es óptima siempre y cuando los núcleos formen un ángulo de 90° , en este caso solo una posición es aconsejable, la cual es mostrada en la *Figura 2.66*.

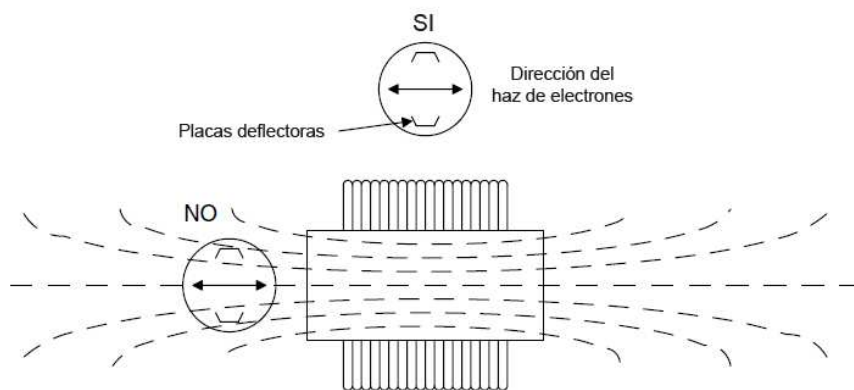


Figura 2.66. Disposición relativa de los transformadores y válvulas de potencia [Mjb04]

Como se puede observar, en ambos casos la válvula de salida se encuentra a la misma distancia del centro del transformador, sin embargo en una posición puede observarse fácilmente que la influencia del flujo de dispersión sobre el haz de electrones está más presente. En el caso de las válvulas Sovtek® 6L6WXT+ la dirección del haz de electrones puede deducirse fácilmente a partir de la posición de las placas deflectoras, quedando ésta comprendida entre los pines 1-8 y 4-5.

El esquema completo de distribución y cableado de los elementos que conforma el amplificador puede ser consultado en [12.2.6. Esquema de distribución]

2.2.5. INTERCONEXIONADO DE PLACAS Y RUTADO DE MASAS

Una de las partes del montaje en las que hay que prestar especial cuidado es en el rutado masa. Un mal diseño en este aspecto puede desembocar en gran cantidad de ruido no deseado en la parte de señal, fundamentalmente procedente de la red (*hum*) o fuentes de ruido *biss*.

Con el fin de realizar un montaje óptimo, y reducir en la medida de posible estos efectos, se realizará un **rutado de masa basado en estrellas locales**, principalmente en dos puntos, el previo y la etapa de potencia. Ambos puntos o estrellas locales serán posteriormente unidos mediante un único conductor o, en caso de que sea necesario, una resistencia de bajo valor óhmico. El motivo principal de esta medida es reducir la influencia que la etapa de potencia puede causar sobre el previo, donde las señales de audio son más débiles y la configuración de las etapas es menos inmune que el montaje realizado en la etapa de salida. Los grandes consumos de corriente producidos en la etapa de potencia pueden causar caídas de tensión en los conductores e inducir campos magnéticos en estos.

También cabe destacar que este tipo de conexionado facilita la tarea de mantener un rutado de masas limpio y ordenado, de tal forma que posibles lazos de masa presentes en el circuito sean fácilmente identificables y solucionados, debido a la alta influencia sobre el ruido que estos presentan. Para facilitar esta tarea y tener un mayor control de las puestas a masa del circuito todos **los conectores serán de tipo aislado**, es decir, presentarán un chasis de material no conductor en contraposición a los modelos metálicos que se valen de su carcasa para la conexión de masa. Así mismo, en los potenciómetros de control del amplificador el encapsulado de estos no debe estar conectado a ninguno de sus terminales.

Por este motivo se realizará una primera interconexión de masa en estrella en la etapa de potencia, que comprenda principalmente el terminal intermedio del transformador de alimentación y los cátodos de la etapa de potencia reduciendo en el mayor grado posible la longitud del cableado presente. Con esta medida se reducirá la presencia de impedancias comunes en el rutado de las masas de la etapa de potencia, lo cual es particularmente necesario para esta parte del circuito debido a su alto consumo.

El previo presentará su propia conexión de masa en estrella que unirá la pista central de masa del PCB con las masas de los elementos cableados, (conector de entrada, potenciómetros, conectores del lazo de efectos e interruptores de maniobra). Esta conexión de estrella se realizará en un punto cercano al conector de entrada con el fin de minimizar la impedancia de masa presente desde éste, debido a la sensibilidad ante ruido presente en la señal de entrada, la cual se encuentra a nivel instrumento y presenta una muy baja potencia.

La conexión de masa de la salida de la etapa de potencia, es decir la masa de la carga o altavoces, inicialmente se implementará en la conexión en estrella de la etapa de potencia, debido a las altas corrientes de retorno que podría presentar, sin embargo, si esta conexión desemboca en un resultado desfavorable, deberá ser conectada al bus principal de masas de la placa PCB del previo.

La conexión a tierra del chasis se realizará en un punto cercano al conector de alimentación general, y posteriormente el chasis será **conectado a la masa del circuito en un único punto**, ya que más de una de estas conexiones es totalmente desaconsejable ya que posiblemente desembocaría en la creación de lazos de masa. El punto elegido para dicha conexión masa-tierra es la estrella local del previo, siendo este un punto cercano al conector de entrada.

El circuito selector de canal presenta una masa independiente al ser alimentado con un bobinado extra del transformador de alimentación, sin embargo, la falta de referencia entre ambos circuitos desemboca en fuertes ruidos de conmutación producidos en los relés. Por ello, a masa de este circuito será referenciada al chasis a través del propio conector del pedal de conmutación, el cual será el único conector no aislado. De este modo se reduce notablemente el efecto antes comentado.

El esquema completo del rutado de masas puede observarse en [12.2.7 Esquema de rutado de masas]

RESULTADOS EXPERIMENTALES

3.1. MEDICIONES EXPERIMENTALES Y EVALUACIÓN DE RESULTADOS

3.1.1. INTRODUCCIÓN

Una vez llevada a cabo el desarrollo práctico y construcción del amplificador objeto de este proyecto, a pesar de las consideraciones especiales tomadas en previsión se han observado una serie de características o aspectos no deseables, debidas a condiciones de diseño o ejecución imperfecta de la implementación. Estas particularidades han sido subsanadas posteriormente, mediante un proceso de análisis de sus posibles causas y una actuación consecuente.

Algunas de estas medidas han sido llevadas a cabo con motivo de modificar en algún aspecto el resultado sonoro del amplificador, debido a que, a pesar de que la práctica corresponda con la teoría, es muy difícil prever matemáticamente un resultado sonoro perfecto y acorde con los requerimientos del usuario medio. Además cabe nuevamente resaltar que no existe una verdad absoluta en lo referente al resultado sonoro idóneo, siendo esto un aspecto subjetivo al músico en gran parte, por lo que es normal encontrarse con situaciones que requieren la alteración de la respuesta del amplificador para adaptarla a los gustos del usuario, a pesar de que en el diseño inicial se hallan seguido unas consideraciones genéricas.

A continuación, en los siguientes apartados, se describen las mediciones oportunas para determinar si el funcionamiento del equipo es el debido. También se describen estas dificultades, los métodos de diagnóstico que se han seguido, así como las soluciones presentadas finalmente.

3.1.2. TENSIONES EN REPOSO

Para comprobar el correcto funcionamiento, si existen derivaciones respecto al comportamiento o resultado teórico y el porqué de éstas, es necesario llevar a cabo ciertas medidas experimentales. Los resultados entregados, así como las conclusiones que han sido deducidas, son descritas en los siguientes apartados

-Tensiones de alimentación

En primer lugar es necesario realizar mediciones de las tensiones de alimentación del circuito, puesto que el valor real de estas determinará en gran medida posibles variaciones en los puntos de funcionamiento de las etapas.

Para la determinación de estas medidas, reflejadas en la *Tabla 3.1*, se ha hecho uso de un polímetro Fluke® 289, con el amplificador en reposo, es decir, en ausencia de señal de entrada.

	<u>Teoría</u>	<u>Medición</u>	<u>Desviación</u>
Va	360V	331V	-8,05%
Vb	360V	340V	-5,55%
Vc	385V	360V	-6,46%
Vd	490V	465V	-5,10%
Ve	490V	465V	-5,10%
Vf	-64V a -40V	-60V a -40V	N/A
°Vfil	6,3V	6,15V	-2,50%

Tabla 3.1. Mediciones de las tensiones de alimentación

A primera vista, se puede observar como las tensiones de alimentación obtenidas de forma práctica se encuentran en torno a un 5% ó 6% de media por debajo de lo estimado. Esto se debe a que el alto consumo de corriente del amplificador hace que la tensión de alimentación disminuya ligeramente.

El responsable de este efecto es el transformador de alimentación y tolerancias debidas probablemente a su proceso de fabricación. Si se observa su hoja de datos [9.Hojas de datos] las especificaciones de su bobinado principal entregan 360-60-0-360V con una demanda de corriente de hasta 400mA DC, en la práctica se encuentra que, a pesar de estar trabajando con una demanda de corriente significativamente menor, (aun suponiendo por exceso 75mA por pentodo de potencia y 5mA por triodo aun así se estaría tratando de una demanda total de 350mA) las tensiones suministradas por el transformador se encuentran por debajo de las nominales.

No obstante cabe destacar el bajo efecto de esta desviación en la alimentación sobre los puntos de polarización de las etapas que conforman el amplificador, ya que una caída de la alimentación de este rango no produce efectos significativos sobre el punto de polarización o la zona de trabajo de los triodos que las componen, por tanto el efecto de este resultado puede considerarse despreciable.

Sí es notable el efecto que tiene esta disminución de tensión de alimentación de la etapa de potencia (Ve), que desemboca en una disminución considerable en la potencia total entregada por la etapa. Con una tensión teórica de 490V, sobre 1900 Ω (impedancia presente en el primario del transformador de salida) se obtendría una potencia ideal entregada máxima en el primario de hasta 126W, sin embargo con la tensión presente en el circuito (465V) esta potencia máxima cae hasta 113W. Es decir, una disminución de la tensión de alimentación del 5% provoca que la potencia máxima entregada en el primario del transformador de salida disminuya aproximadamente un 10%, debido a la relación cuadrática entre tensión y potencia. Además se ha de recordar que estas mediciones se han realizado en ausencia de señal de entrada, por lo que previsiblemente la tensión de alimentación de la etapa de potencia en trabajo sea menor, debido al aumento de la demanda de corriente.

Respecto a la alimentación de los filamentos de las válvulas, una caída considerable de tensión en esta podría tener efectos adversos sobre la ganancia de dichos dispositivos, sin embargo, tal y como es posible consultar en las hojas de datos [9.Hojas de datos] para fijar las condiciones de trabajo nominales es requerida una tensión dentro del rango de 5,7V a 6,9V (6V a 6,9V para los triodos 12AX7), por lo que el diseño cumple con dichas especificaciones al entregar una tensión de 6,15V.

-Puntos de polarización

Como consecuencia directa de las desviaciones presentes en las tensiones de alimentación, son de esperar variaciones en los puntos de polarización de las etapas que conforman el amplificador. Estas mediciones, recogidas a continuación en la *Tabla 3.2*, comprenden tanto las tensiones de placa como de cátodo presentes en las válvulas de vacío que conforman el amplificador. Nuevamente han sido medidas con un polímetro Fluke® 289.

	<u>Teoría</u>	<u>Medición</u>	<u>Desviación</u>
V1a Placa	260V	229V	-11,92%
V1a Cátodo	1,45	1,3V	-10,34%
V1b Placa	180V	159V	-11,66%
V1b Cátodo	2,2V	2V	-9,09%
V2a Placa	245V	235V	-4,08%
V2a Cátodo	2V	1,77V	-11,50%
V2b Placa	345V	319V	-7,53%
V2b Cátodo	4,3V	4,1V	-4,65%
V3a Placa	385V	360V	-8,05%
V3a Cátodo	202V	180V	-10,89%
V3b Placa	185V	173V	-2,50%
V3b Cátodo	1,53V	1,4V	-6,48%
V4a Placa	385V	360V	-8,05%
V4a Cátodo	202V	178V	-11,88%
V4b Placa	185V	171V	-7,56%
V4b Cátodo	1,87V	1,68V	-10,16%
V5a Placa	240V	240V	0%
V5a Cátodo	45V	39,22V	-12,84%
V5b Placa	235V	234V	-0,43%
V5b Cátodo	45V	39,22V	-12,84%
V6 Placa	500V	465V	-7,00%
V7 Placa	500V	465V	-7,00%
V8 Placa	500V	465V	-7,00%
V9 Placa	500V	465V	-7,00%

Tabla 3.2. Mediciones de los puntos de polarización

Como era de esperar, los resultados obtenidos reflejan el efecto de la disminución de las tensiones de alimentación, produciendo una desviación media a un torno al -7% respecto a la esperada. Esta diferencia nuevamente no es significativa, y debido a su pequeño valor puede considerarse que no existe variación en los puntos de polarización de los dispositivos, así como en las zonas de trabajo a considerar.

3.1.3. FORMAS DE ONDA EN PREVIOS

Este primer apartado sirve como primera comprobación cualitativa para determinar si el comportamiento de las etapas que conforman los previos, en términos de distorsión y saturación en función de la ganancia es el deseado. Este razonamiento se lleva a cabo mediante la observación directa de cómo el sistema afecta sobre la forma de onda de entrada.

Tal y como se indica, las mediciones han sido realizadas a 500Hz. El motivo de selección de esta frecuencia, ligeramente baja pero aún comprendida en las frecuencias medias, es limitar al máximo el desfase introducido por los filtros que usualmente se sitúan en las medias-altas y altas frecuencias. Si bien es cierto que estos desfases no tienen influencia alguna sobre el resultado sonoro final, la comprobación del correcto funcionamiento de la etapa a través de las formas de onda resulta más fácilmente comprensible si se independiza de este fenómeno.

Las siguientes medidas han sido realizadas bajo las siguientes condiciones:

- Entrada: Señal sinodal 500mVpp, 500Hz, aplicada en la entrada del amplificador (*Figura 3.0*)
- Salida: Medición sobre el lazo de efectos (envío de efectos) a excepción de las mediciones de la primera etapa del canal *lead*, realizadas en el ánodo de V2a.
- En rojo: Señal de salida
- Osciloscopio: Metrix® OX7104

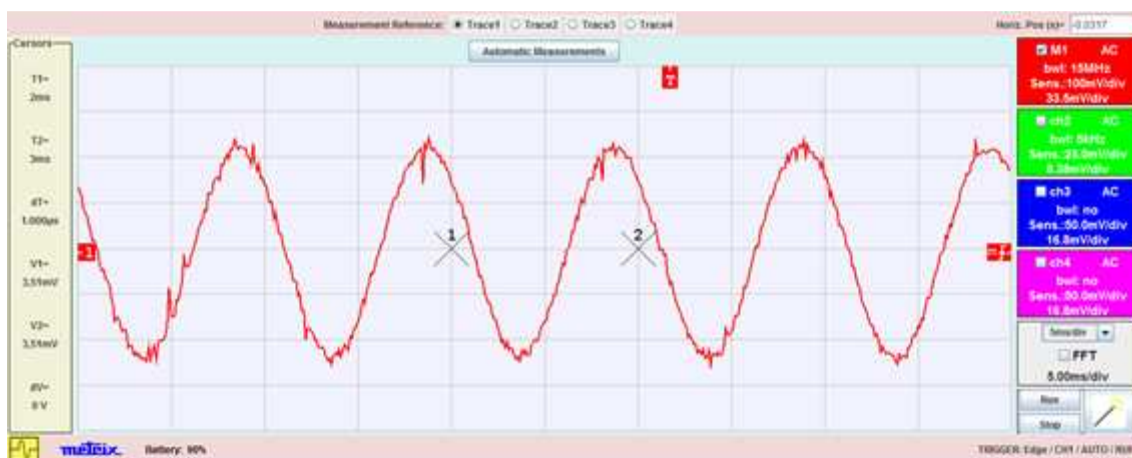


Figura 3.0. Señal de entrada (referencia)

-Formas de onda en el canal limpio

El primer canal en observación es el perteneciente al canal limpio. Han sido capturadas las señales de salida con ganancias seleccionadas del 25% (Figura 3.1), del 50% (Figura 3.2), del 75% (Figura 3.3) y del 100% (Figura 3.4), mediante el potenciómetro VR2.

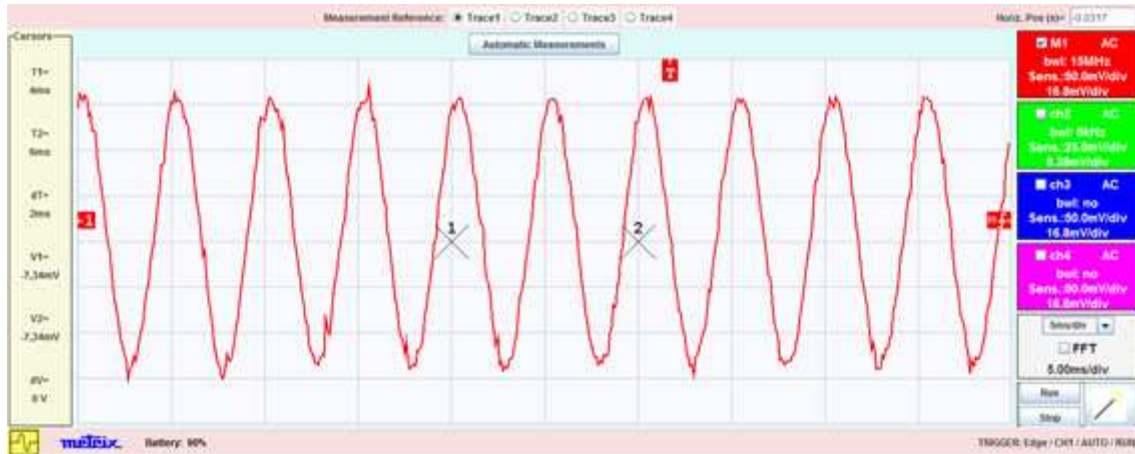


Figura 3.1. Forma de onda canal limpio: ganancia 25%. Vert: 50mV/div, Hor: 1ms.



Figura 3.2. Forma de onda canal limpio: ganancia 50%. Vert: 200mV/div, Hor: 0,5ms.

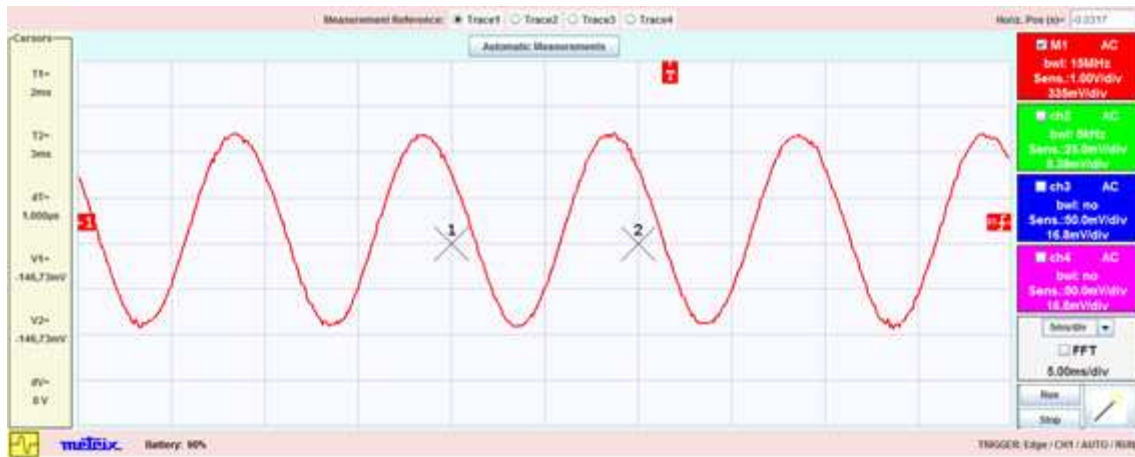


Figura 3.3. Forma de onda canal limpio: ganancia 75% Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.



Figura 3.4. Forma de onda canal limpio: ganancia 100%. Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.

Tal y como es posible observar en estas figuras, la señal de salida de la etapa no llega nunca a saturarse de forma notable. No obstante si es apreciable una distorsión en los valores más altos de ganancia (Figura 3.4) donde se puede comprobar el efecto de compresión de ganancia producido por la válvula, desemboca en unos semiciclos positivos distorsionados (ligeramente más redondeados que los negativos).

Estos resultados corresponden con los requerimientos descritos tanto en [1.2.4. Canal limpio: Consideraciones iniciales] como en el pliego de condiciones [10.1.3.1 Condiciones del Canal Limpio]

-Formas de onda en el canal crunch

Las siguientes mediciones corresponden a la salida del previo que configura el denominado canal *crunch*. Han sido capturadas las señales de salida con ganancias seleccionadas del 25% (Figura 3.1), del 50%(Figura 3.6), del 75% (Figura 3.7) y del 100% (Figura 3.8) mediante el uso del potenciómetro VR2.

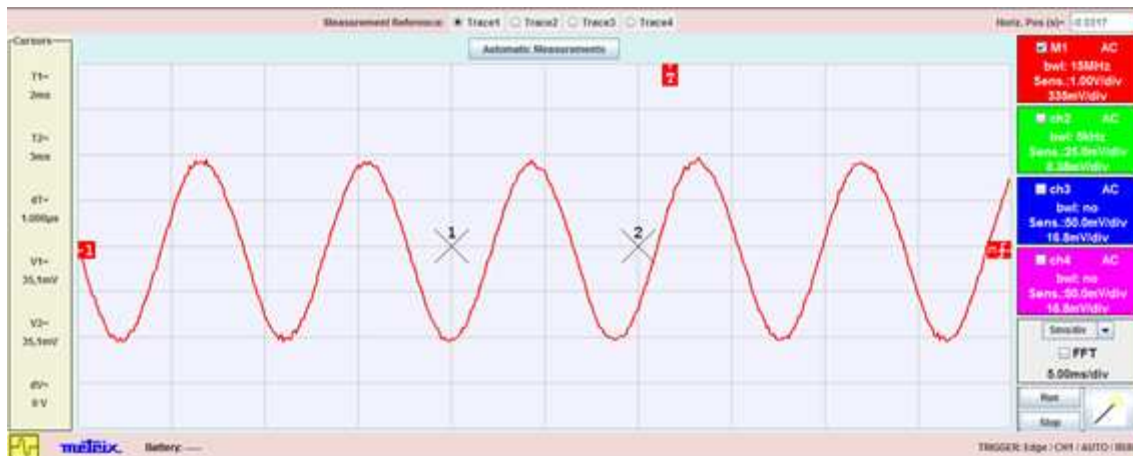


Figura 3.5. Forma de onda canal crunch: ganancia 25%. Vert: 1V/div, Hor: 0,5ms.



Figura 3.6. Forma de onda canal crunch: ganancia 50%. Vert: 5V/div, Hor: 0,5ms.

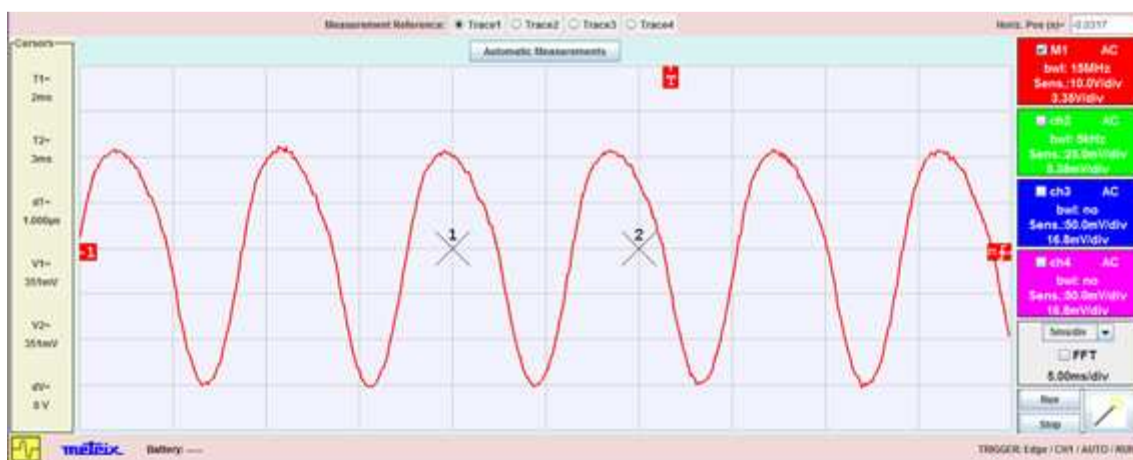


Figura 3.7. Forma de onda canal crunch: ganancia 75%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.

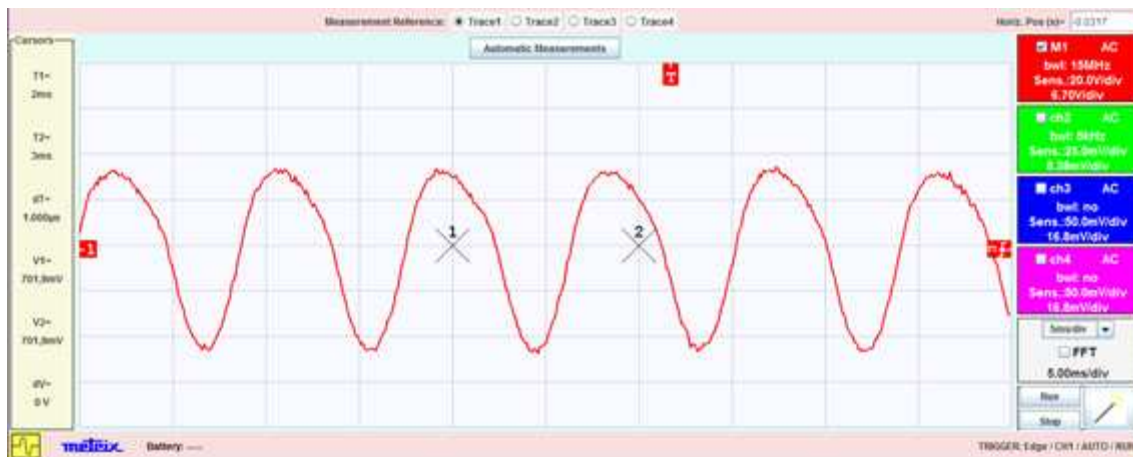


Figura 3.8. Forma de onda canal crunch: ganancia 100%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.

El canal *crunch* corresponde a una modificación del circuito del previo del canal limpio, mediante la desconexión de un divisor de tensión resistivo situado a la entrada de la etapa. De este modo es posible la selección de ganancia en un rango mucho mayor, permitiendo una mayor amplitud en la rejilla del triodo y siendo posible que se realice la saturación de la etapa en los semiciclos positivos de la señal.

Este efecto deseado corresponde con el fenómeno producido en la etapa tal y como se puede comprobar en las capturas correspondientes a las altas ganancias Figura 3.6, Figura 3.7 y Figura 3.8, siendo en esta última donde el efecto es observado de forma más notable.

Respecto a los valores más bajos de ganancia (Figura 3.5) es posible observar como los bajos niveles de distorsión proporcionan una salida equivalente a la presente en el canal limpio cuando han sido seleccionadas altas ganancias (Figura 3.4), tal y como era de esperar al tratarse de un mismo circuito en condiciones similares.

Por tanto es posible considerar que estos resultados corresponden con los requerimientos descritos tanto en [1.2.5.Canál crunch: Consideraciones iniciales] como en el pliego de condiciones [10.1.3.2 Condiciones del Canal Crunch].

-Formas de onda en el canal *lead*: Primera etapa

El canal *lead* está conformado por dos etapas de cátodo común en serie, diseñadas de tal forma que presenten cada una de ellas una serie de características en respuesta en frecuencia y distorsión.

En el caso de la primera etapa, su cometido es maximizar la amplitud de salida de la válvula que lo compone en su zona lineal, de tal forma que presente cantidades significativas de distorsión natural de segundo armónico, producidas en estas condiciones. La saturación no es el cometido de esta etapa hasta que se presenten grandes amplitudes de entrada, mediante la selección de altas ganancias. Han sido capturadas las señales de salida con ganancias seleccionadas del 25% (Figura 3.9), del 50% (Figura 3.10), del 75% (Figura 3.11), y del 100% (Figura 3.12).

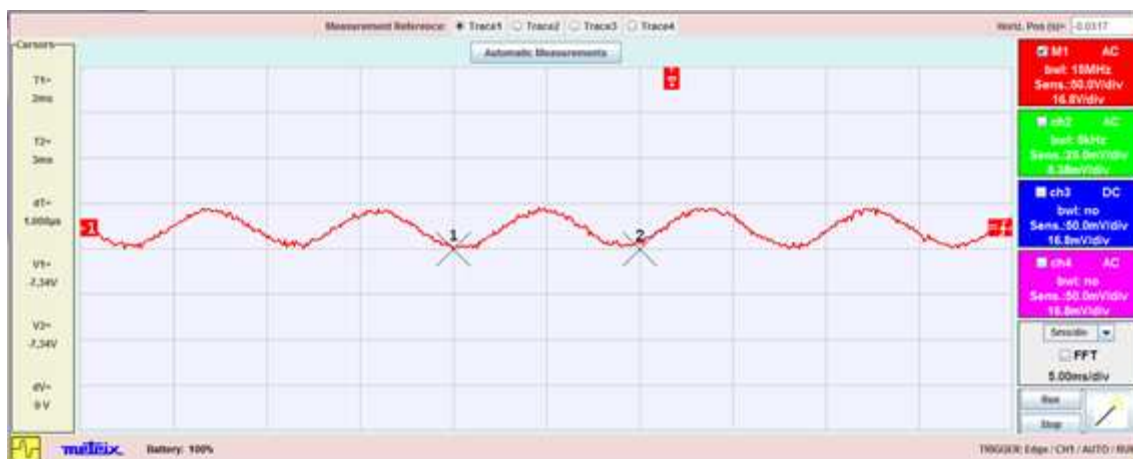


Figura 3.9. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 25%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.

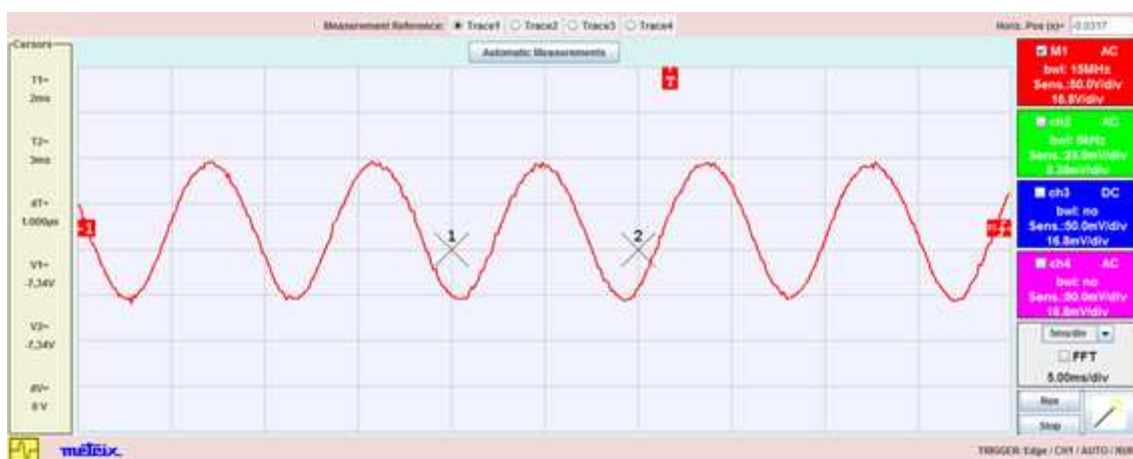


Figura 3.10. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 50%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.

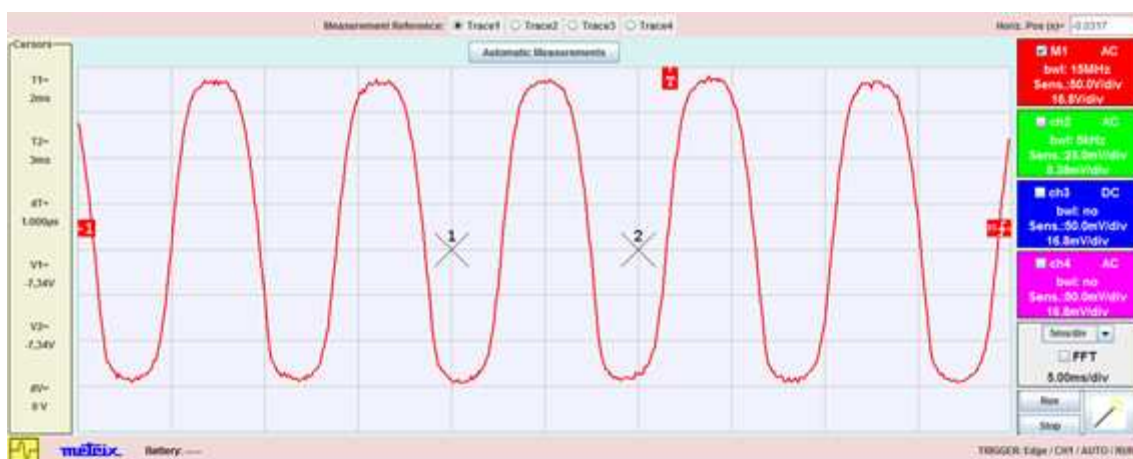


Figura 3.11. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 75%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.



Figura 3.12. Forma de onda canal lead, primera etapa: ganancia 100%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.

Las capturas representadas en *Figura 3.9* y *Figura 3.10*, muestran efectivamente como el dispositivo trabaja en zona lineal, donde la única distorsión presente es la descrita y deseada. Esta distorsión se aprecia más fácilmente en concreto para el valor de ganancia igual a 50% (*Figura 3.10*) donde es posible distinguir en mayor medida como los semiciclos positivos de la onda aparecen ligeramente más redondeados que los negativos, que permanecen más fieles a la señal original. A partir de ese momento, al ampliar la ganancia de la etapa se empieza a observar distorsiones más patentes hasta llegar al punto de saturación de la etapa (*Figura 3.12*). En esta misma imagen es posible apreciar, como debido a la gran amplitud de entrada los semiciclos negativos de la señal también se han visto afectados por la etapa, presumiblemente por la distorsión de rejilla. Este efecto no era de esperar para el rango de amplitudes de entrada, al ser la tensión de rejilla menor de 0V en todo momento, sin embargo sí es posible que se produzca tal efecto incluso con valores negativos de señal cercanos a dicho límite. Aunque esta consecuencia no es en principio deseable [5.3.3.3 Distorsión debida a la corriente de rejilla] es de esperar que no produzca resultados audibles considerando el poco peso que tiene respecto a las otras distorsiones predominantes.

Estos resultados son parte de los criterios para obtener unos requerimientos sonoros acordes con [Canal crunch: Consideraciones iniciales] y los aspectos descritos en el pliego de condiciones [10.1.3.2 Condiciones del Canal Crunch].

-Formas de onda en el canal lead: Segunda etapa

El cometido de la segunda etapa del canal *lead* no es más que introducir una distorsión severa por saturación, al presentar una ganancia aproximadamente unitaria y un punto de trabajo cercano a la tensión de alimentación. Han sido capturadas las señales de salida con ganancias seleccionadas del 25% (*Figura 3.13*) del 50% (*Figura 3.14*) del 75% (*Figura 3.15*) y del 100% (*Figura 3.16*) mediante el uso del potenciómetro VR1.



Figura 3.13. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 25%. Vert: 10V/div, Hor: 0,5ms.

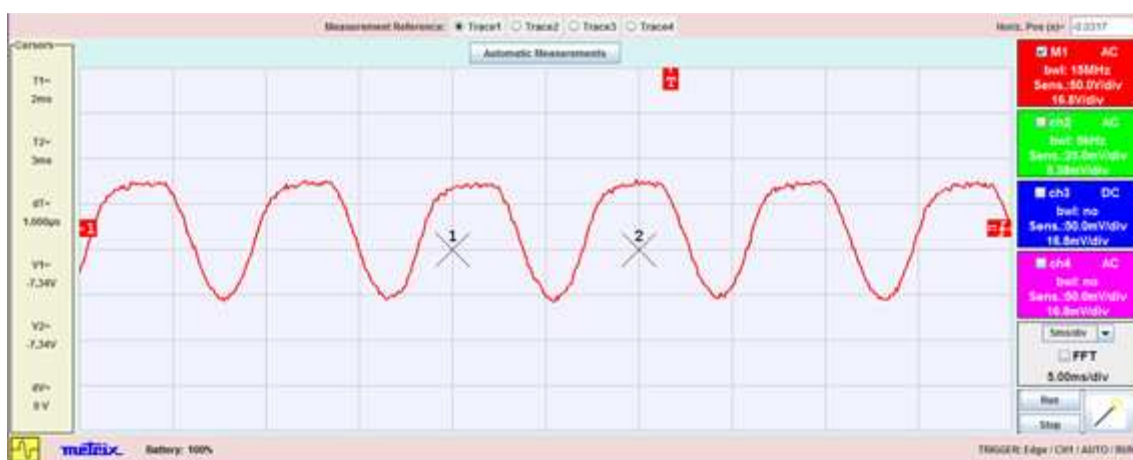


Figura 3.14. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 50%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.

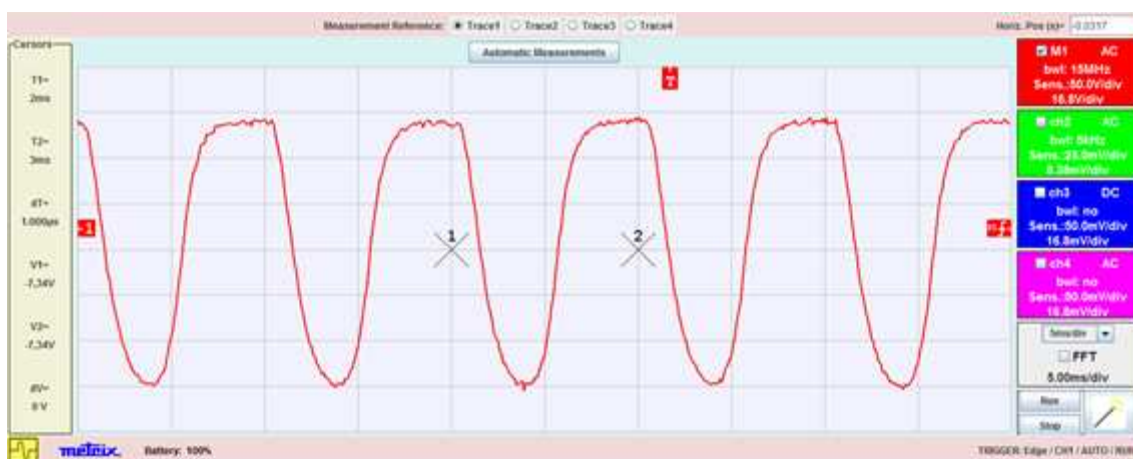


Figura 3.15. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 75%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.



Figura 3.16. Forma de onda canal lead, segunda etapa: ganancia 100%. Vert: 50V/div, Hor: 0,5ms.

Es fácilmente comprobable como ambos requerimientos son cumplidos según lo esperado. Mediante la comparación de las formas de onda de la primera y segunda etapa del canal, cuando aún no se aprecian distorsiones que afecten a la amplitud en gran medida es posible la estimación de la ganancia real de esta segunda etapa. Estas capturas corresponden a Figura 3.9 (primera etapa del canal lead, ganancia 50%) y la Figura 3.13 (segunda etapa del canal lead). El resultado entregado es de una ganancia igual a 1,2V/V.

El estado de saturación es patente en todas las capturas, siendo predominante cuando la etapa presenta mayores ganancias en Figura 3.14, Figura 3.15 y Figura 3.16.

Según estas conclusiones es posible considerar que los resultados prácticos corresponden con los requerimientos en términos de polarización, ganancia y saturación, descritos tanto en [1.2.6. Canal Lead: Consideraciones iniciales] como en el pliego de condiciones [10.1.3.3 Condiciones de Canal Lead]

3.1.4. DISTORSIÓN

-Distorsión en previos:

Las siguientes medidas han sido realizadas bajo las siguientes condiciones:

- Entrada: Señal sinodal 1Vpp, 1KHz, aplicada en la entrada del amplificador
- Salida: Etapa de salida al límite de potencia antes de la saturación
- Medición de salida: a la salida del previo (Punto de envío de efectos del lazo de efectos)
- Estado de la etapa de potencia: al límite de recorte
- En amarillo: Señal de entrada
- En verde: Señal de salida
- En azul: Distorsión (señal de salida menos señal de entrada)

La captura de las formas de onda y la obtención del espectro de distorsión de las señales FFT han sido realizadas haciendo uso de un osciloscopio Tektronic® MSO 2024 y la cuantificación de la distorsión total se ha calculado por medio de un analizador Hewtler Packard® 334A.

Para representar las formas de onda se ha utilizado una ventana de tiempo que permita apreciar la evolución de las mismas (dos periodos aproximadamente) mientras que para obtener el espectro, dicha ventana temporal se ha ampliado con el fin de capturar un número de muestras suficiente para el cálculo del FFT.

- Canal Limpio:

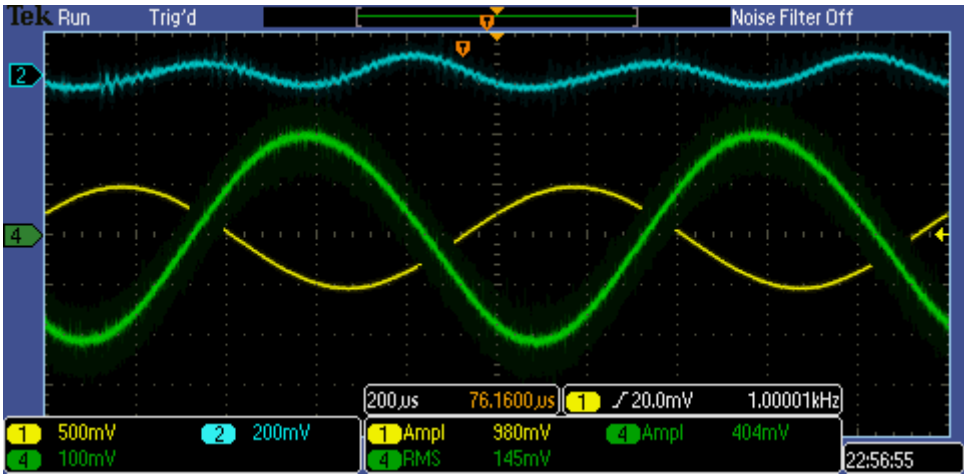


Figura 3.17. Forma de onda del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

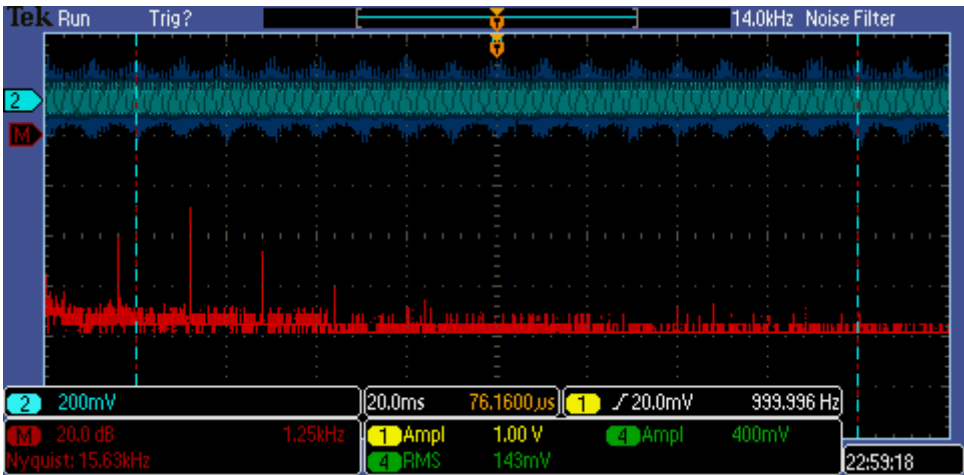


Figura 3.18. Espectro del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

THD: 3,8%

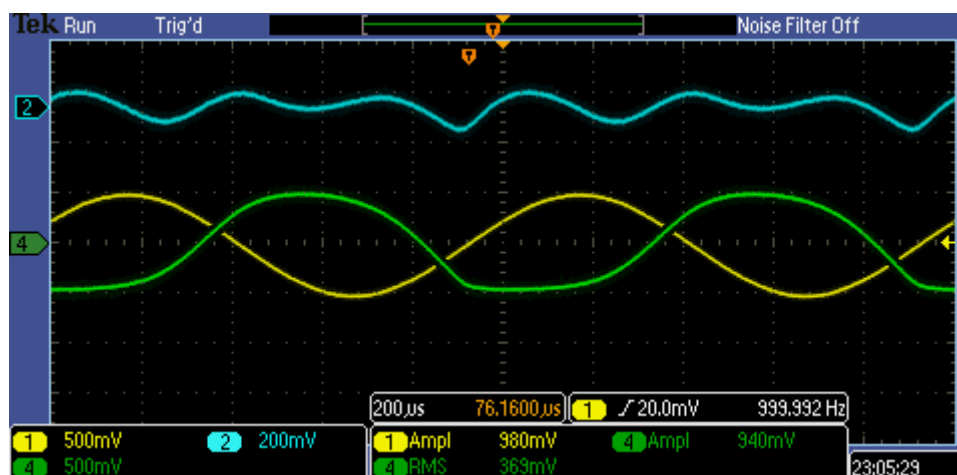


Figura 3.19. Forma de onda del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

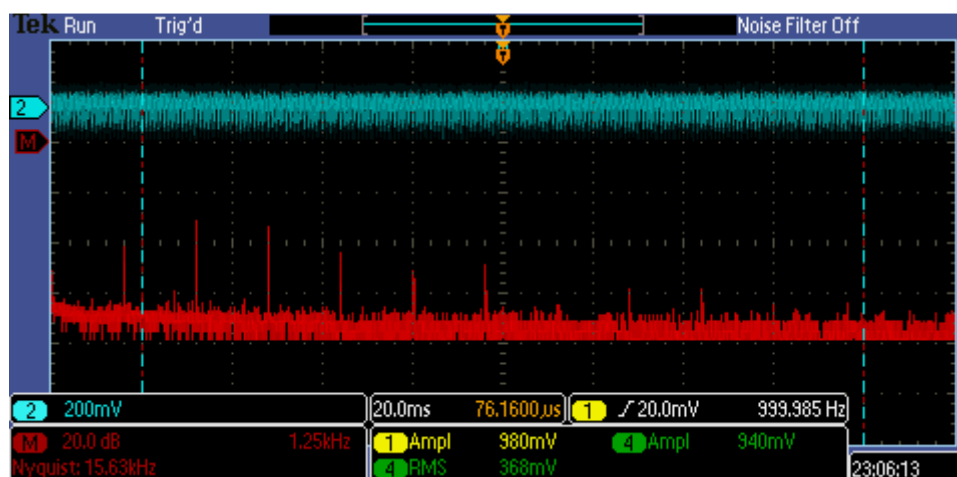


Figura 3.20. Espectro del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

THD: 11%

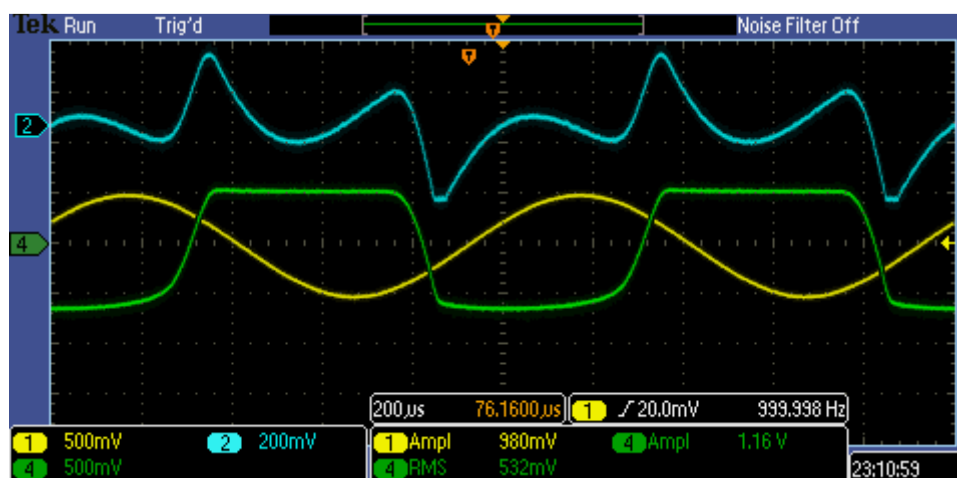


Figura 3.21. Forma de onda del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

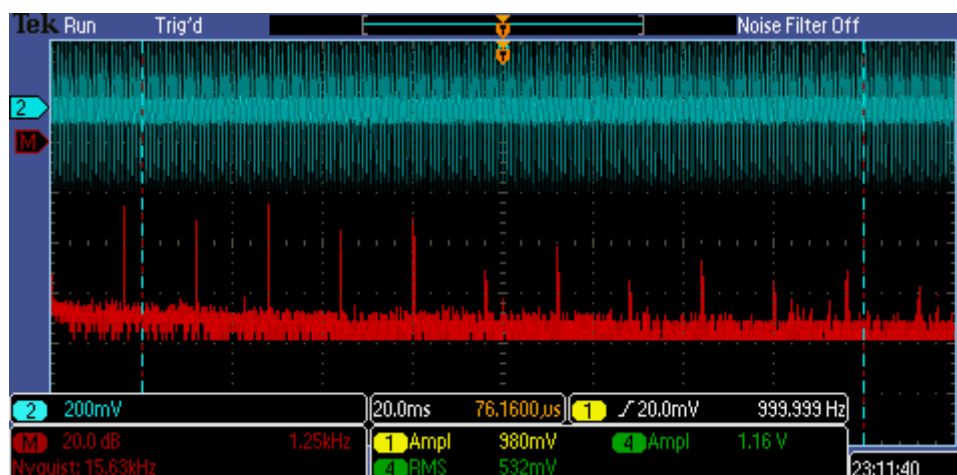


Figura 3.22. Espectro del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

THD: 28,5%

De las formas de onda y espectro de distorsión anteriores es posible extraer una serie de conclusiones. En primer lugar es de destacar como, tal y como describe la teoría [7.3.3.1-Distorsión genérica en triodos], la etapa está introduciendo una distorsión significativa incluso trabajando en zona lineal. Con el potenciómetro de ganancia a un 25% de su recorrido y una amplitud de salida de 400mV (Figura 3.17) es posible medir una distorsión armónica total del 3,6%. Respecto a la distribución de armónicos presente (Figura 3.18) de nuevo es posible contrastar que efectivamente la distorsión introducida por la etapa es mayoritariamente debida al segundo armónico. El tercer y cuarto armónico también están presentes en menor medida, siendo estos deseables desde el punto de vista musical tal y como se describe en [5.3.2.3-Armónicos impares y armónicos pares: Relaciones musicales.]

El primer armónico representa una pequeña componente remanente de la señal original que no ha sido substraída por completo de la señal de salida debido a la no idealidad de la instrumentación utilizada.

A medida que se aumenta la ganancia del canal, la zona de trabajo del previo se aproxima a la saturación (Figura 3.19 y Figura 3.21) la distorsión introducida por el sistema aumenta. Con el potenciómetro de ganancia al 75% se midió una distorsión en torno al 28%. Es necesario remarcar como en este canal, a medida que se alcanza la saturación los armónicos pares pierden peso en relación con los impares de bajo orden, (Figura 3.20 y Figura 3.22), aunque la presencia de los armónicos pares sigue siendo significativa. También hay que recalcar en esta situación aparición de armónicos de mayor orden tanto pares como impares.

- Canal *Crunch*:

El canal *crunch* es la modificación del canal limpio que lo fuerza a trabajar en zona de saturación, por tanto es de esperar mayores distorsiones que las entregadas en su zona lineal. Se han realizado medidas que entregan una distorsión total del 21% (con una ganancia seleccionada del 25% *Figura 3.23*) al 33% (con una ganancia seleccionada del 75%, *Figura 3.27*).

La distribución de los armónicos también se ve modificada a medida que aumenta la ganancia del sistema. En bajas ganancias (*Figura 3.24*) la distorsión presenta, tal y como se pretendía armónicos pares, especialmente el segundo y el cuarto, sin embargo los armónicos impares de bajo orden representan un mayor peso de la distorsión. El tercer armónico es un efecto natural del dispositivo y su efecto sonoro es deseable, no obstante la presencia de un quinto armónico significativo según la teoría musical desencadena efectos sonoros contrarios a las relaciones musicales descritos en [5.3.2 Apartado: Armónicos impares y armónicos pares: Relaciones musicales].

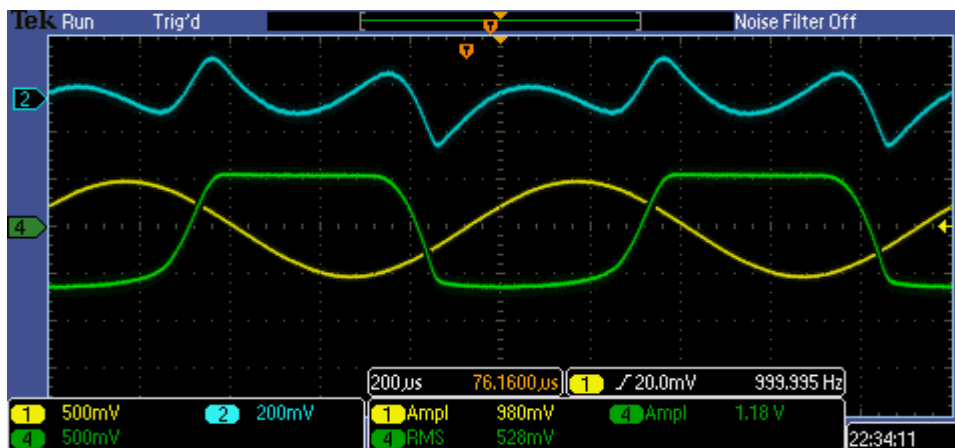


Figura 3.23. Forma de onda del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

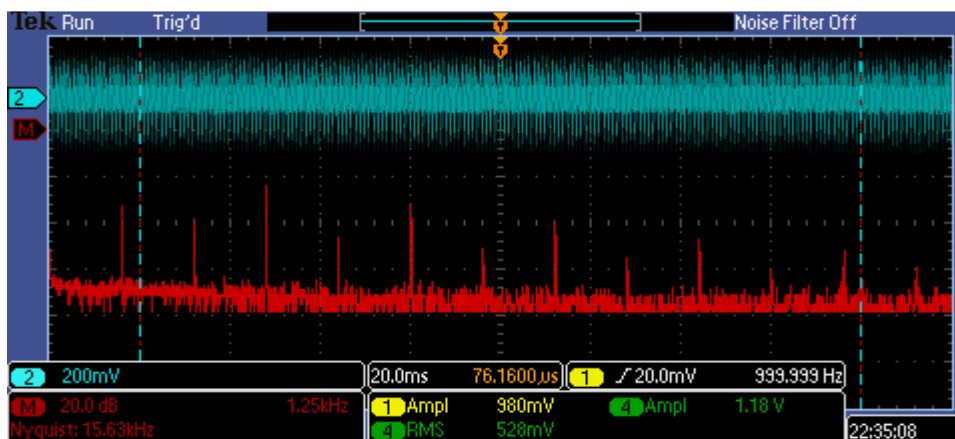


Figura 3.24. Espectro del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

THD:21%

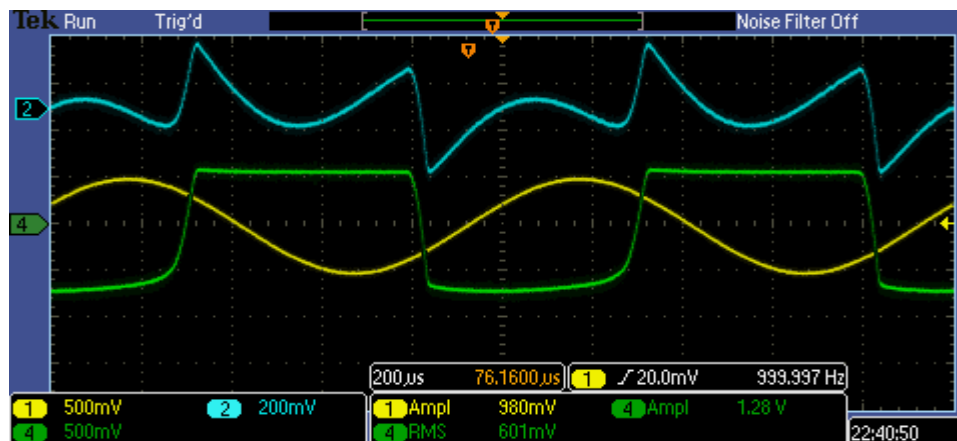


Figura 3.25. Forma de onda del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

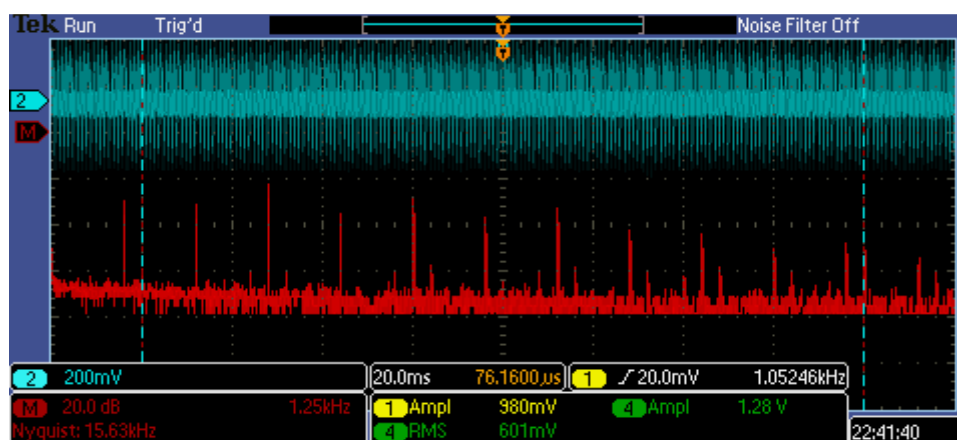


Figura 3.26. Espectro del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

THD: 27%

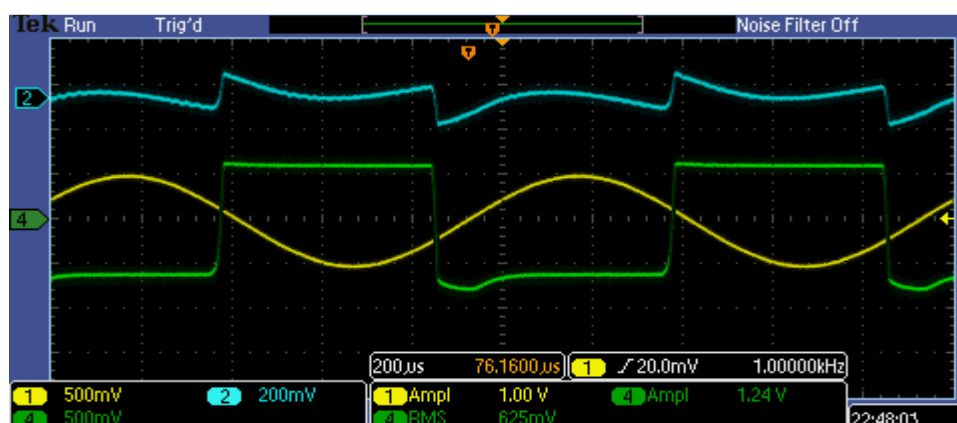


Figura 3.27. Forma de onda del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

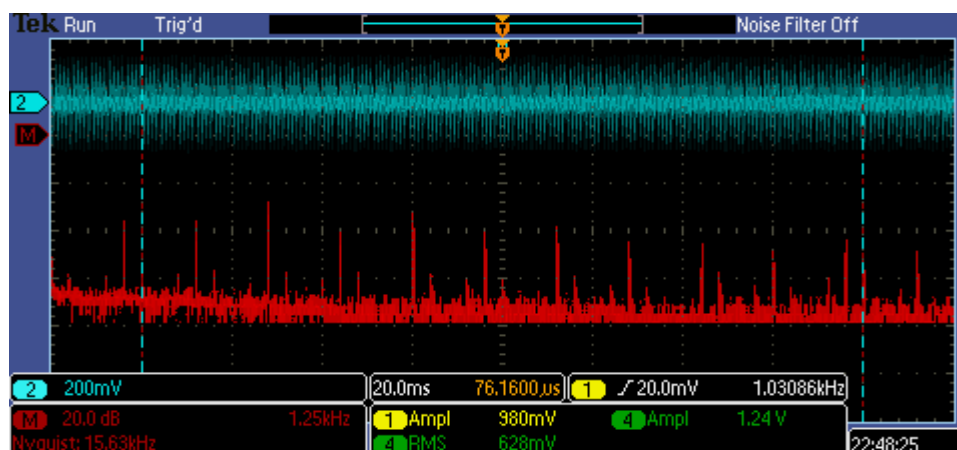


Figura 3.28. Espectro del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

THD: 33%

El resultado sonoro, sin embargo es satisfactorio, cumpliendo con los objetivos y especificaciones descritas en [1.2.5 Canal crunch: Consideraciones iniciales] y [10.1.3.2 Condiciones del Canal Crunch] por lo que es de esperar que los armónicos pares segundo, cuarto y sexto (octavas musicales y quinta) junto al tercer armónico (quinta musical) conforman en gran porcentaje de éste. Además tal y como se observa en *Figura 3.26* y *Figura 3.28* a medida que la ganancia del sistema es aumentada el peso de los armónicos pares aumenta en relación a los impares, por lo que este posible efecto adverso pierde relevancia, a la vez que se muestra la aparición de armónicos de orden mayor.

El primer armónico representa una pequeña componente remanente de la señal original que no ha sido sustraída por completo de la señal de salida debido a la no idealidad de la instrumentación utilizada.

La aparición de bandas laterales en los armónicos fundamentales se debe a efectos de intermodulación internos producidos en el analizador de distorsión, y por tanto no son producto de ningún efecto intrínseco al amplificador.

- Canal *Lead*:

El canal *lead* del amplificador es el que está diseñado para introducir mayores distorsiones, incluso cuando han sido seleccionadas bajas ganancias. Con una ganancia del 25% (*Figura 3.29*) el sistema ya muestra una distorsión total del 37%.

A medida que aumenta la ganancia hasta el 50% (*Figura 3.31*) la distorsión presenta tan sólo un incremento de un 1%, hasta situarse en el 38%, sin embargo el resultado sonoro es notablemente distinto, y presentando un tono más grueso y rico, por lo que es de esperar que esta modificación de la ganancia afecte tan mayoritariamente a la distribución de los armónicos y al peso relativo entre ellos, más que en un incremento de la distorsión total. Ha sido posible verificar este efecto mediante las mediciones *Figura 3.30* y *Figura 3.32*, donde se refleja cómo este aumento de ganancia aumenta considerablemente el peso relativo de los armónicos pares respecto a los impares. Este se hace más patente a medida que aumenta la ganancia introducida (*Figura 3.33*), incrementándose también ligeramente de la distorsión total presente.

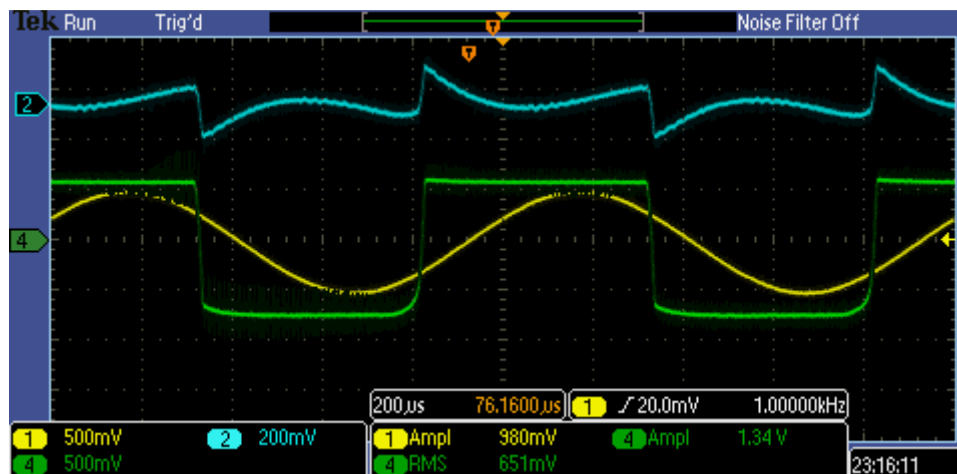


Figura 3.29. Forma de onda del canal lead: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

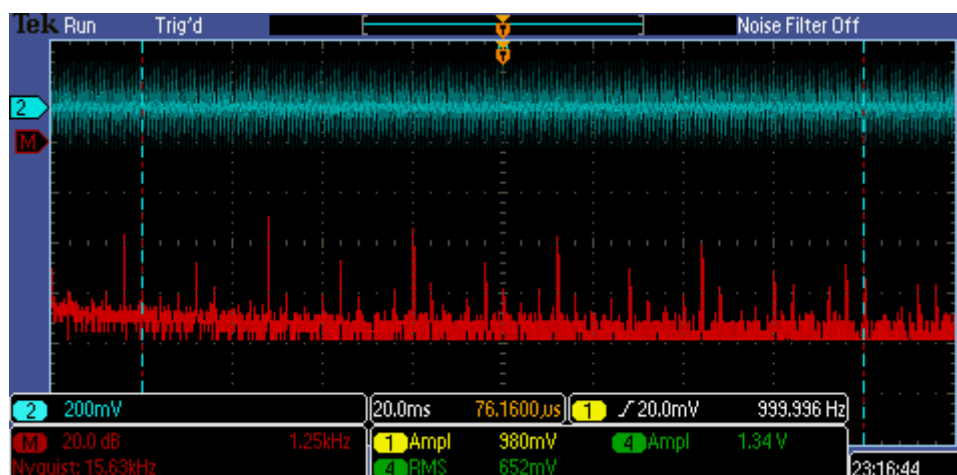


Figura 3.30. Espectro del canal lead: ganancia 25%. Medición en la salida del previo

THD: 37%

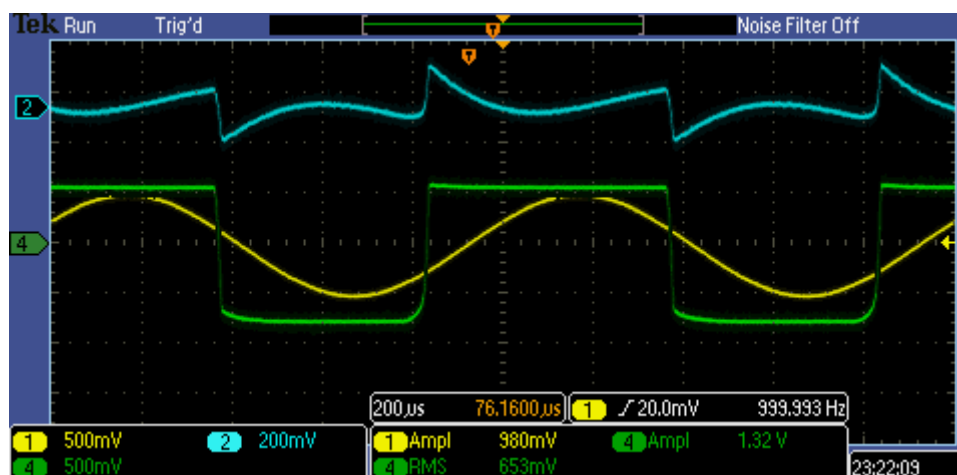


Figura 3.31. Forma de onda del canal lead: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

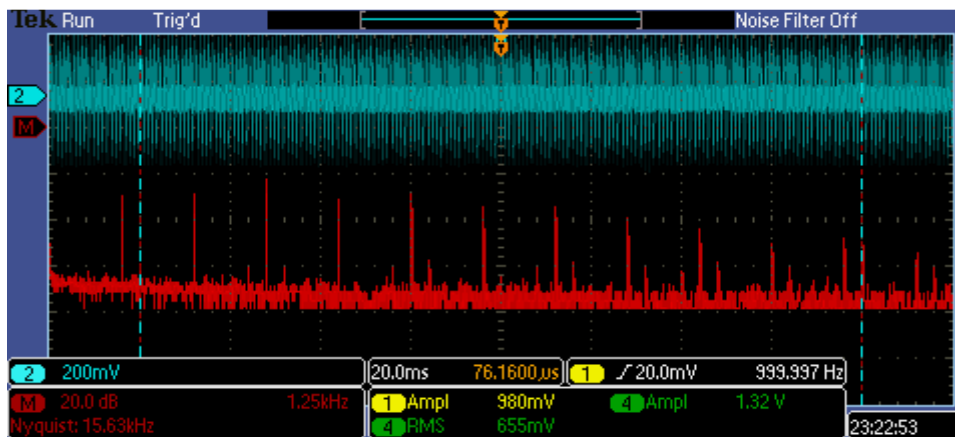


Figura 3.32. Espectro del canal lead: ganancia 50%. Medición en la salida del previo

THD: 38%

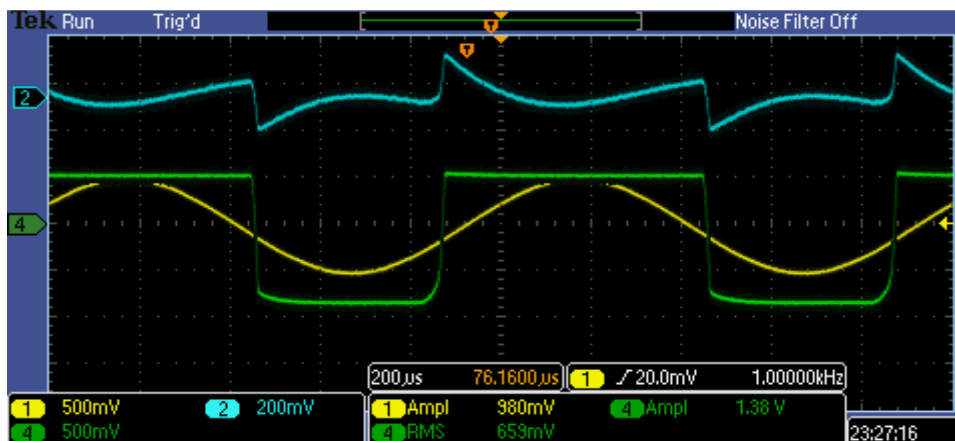


Figura 3.33. Forma de onda del canal lead: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

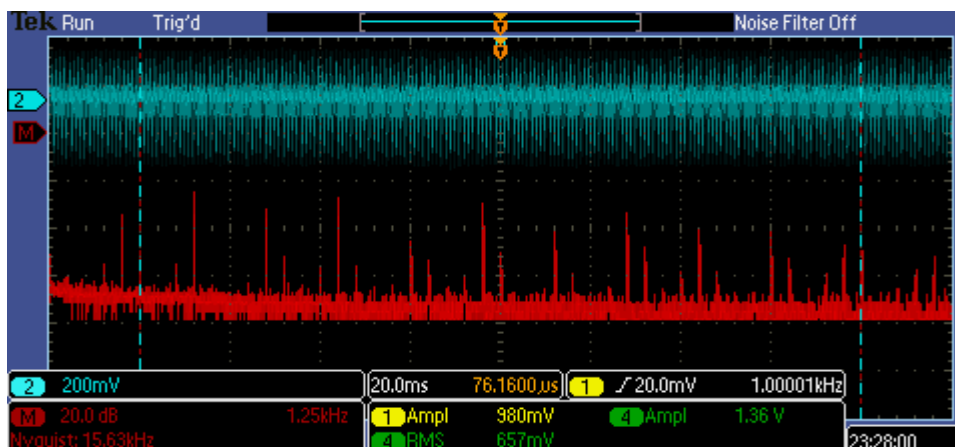


Figura 3.34. Espectro del canal lead: ganancia 75%. Medición en la salida del previo

THD: 42%

La saturación en este canal es tan acusada que, una señal sinusoidal de entrada acaba prácticamente convirtiéndose en una señal cuadrada a la salida del previo (*Figura 3.29*). La aparición de armónicos pares queda reflejada en la forma de onda en la asimetría sobre la señal que introduce el sistema. Comparando *Figura 3.29*, *Figura 3.31* y *Figura 3.33* es posible observar como la asimetría aumenta a medida que se seleccionan ganancias mayores, donde se podría decir que el “ancho de pulso de esta señal cuadrada” se incrementa.

El primer armónico representa una pequeña componente remanente de la señal original que no ha sido sustraída por completo de la señal de salida debido a la no idealidad de la instrumentación utilizada.

La aparición de bandas laterales en los armónicos fundamentales se debe a efectos de intermodulación internos producidos en el analizador de distorsión, y por tanto no son producto de ningún efecto intrínseco al amplificador.

-Distorsión en etapa de potencia: Medidas al límite de recorte

Las siguientes medidas han sido realizadas bajo las siguientes condiciones:

- Entrada: Señal sinodal, 1KHz , aplicada en el lazo de efectos (retorno de efectos)
- Salida: Etapa de salida al límite de potencia antes de la saturación
- Medición de salida: Sobre la carga
- En amarillo: Señal de entrada
- En verde: Señal de salida
- En azul: Distorsión (señal de salida menos señal de entrada)

La captura de las formas de onda y la obtención del espectro de distorsión de las señales FFT han sido realizadas haciendo uso de un osciloscopio Tektronic® MSO 2024 y la cuantificación de la distorsión total se ha calculado por medio de un analizador Hewtler Packard® 334A.

La caracterización de la distorsión introducida por la etapa de potencia es un factor indispensable a la hora de estimar los posibles efectos que esta puede tener sobre la señal proveniente del previo, y por tanto su posible influencia sobre un resultado sonoro final.

Para ello se ha forzado a la etapa de potencia a trabajar al límite de su zona lineal, justo por debajo del punto de recorte donde las saturaciones introducidas por la etapa son más apreciables.

Los resultados obtenidos están reflejados en las capturas *Figura 3.35* y *Figura 3.36* y de ellos es posible extraer una serie de conclusiones.

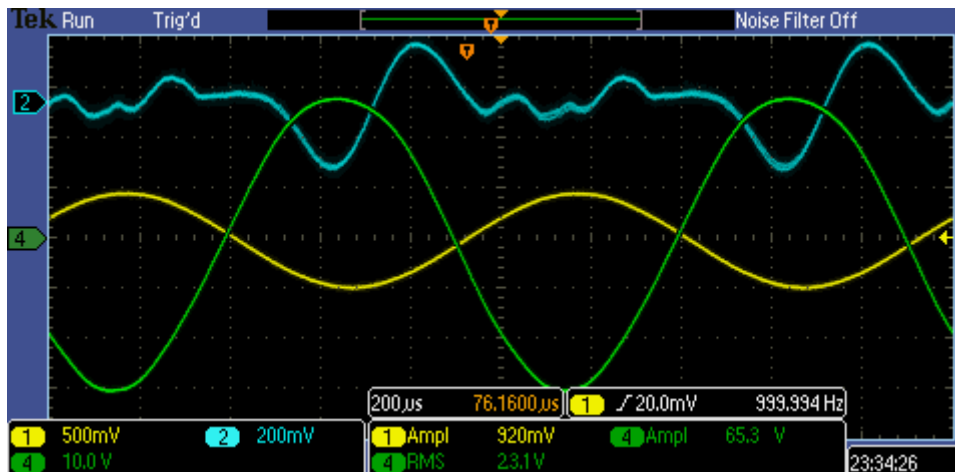


Figura 3.35. Forma de onda etapa de potencia al límite de recorte, Medición en la carga

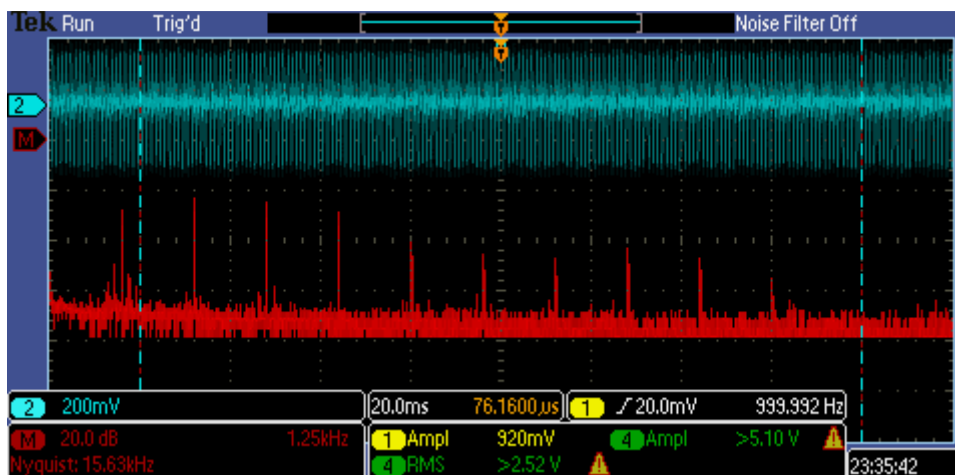


Figura 3.36. Espectro de la etapa de potencia al límite de recorte, Medición en la carga

THD: 2,1%

En primer lugar es posible contemplar cómo, a pesar de ser una etapa de potencia valvular y de las condiciones de trabajo a las que se ha sido expuesta, la cantidad de distorsión armónica total medida es se sitúa en torno al 2,1%, por lo que se podría concluir que, en contraste con las distorsiones introducidas por los distintos canales del previo, la distorsión introducida por esta etapa es significativamente menor y por tanto despreciable en la mayoría de los casos.

Respecto al espectro armónico obtenido, tal y como se puede observar en *Figura 3.36*, la distorsión producida es mayoritariamente por los armónicos segundo, tercero, cuarto y quinto armónico, siendo este último según la teoría consultada no deseable desde un punto de vista musical [5.3.2.Aparatado: Armónicos impares y armónicos pares: Relaciones musicales].

Sin embargo lo más destacable de esta medición es precisamente la presencia de los armónicos pares presentes, ya que idealmente en una etapa de potencia en configuración push-pull toda distorsión generada debería limitarse a la introducción de armónicos impares, quedando los pares cancelados debido a la propia naturaleza de la etapa y su funcionamiento [1.1.6.Apartado: Configuraciones de salida más comunes en amplificadores de audio: Push-pull]. Este efecto es consecuencia de las grandes tolerancias existentes en los pentodos de potencia, a pesar de que supuestamente el fabricante ha suministrado dispositivos apareados (*matched*).

Según estas mediciones, la influencia de la etapa de potencia sobre el sonido final ofrecido por el amplificador trabajando en la zona límite antes del recorte no debería representar un cambio notable y el comportamiento global del sistema.

-Distorsión en etapa de potencia: Medidas en saturación

Las siguientes medidas han sido realizadas bajo las siguientes condiciones:

- Entrada: Señal sinodal, 1KHz, aplicada en el lazo de efectos (retorno de efectos)
- Salida: Etapa de salida fuertemente saturada, al límite de potencia
- Medición de salida: Sobre la carga
- En amarillo: Señal de entrada
- En verde: Señal de salida
- En azul: Distorsión (señal de salida menos señal de entrada)

La captura de las formas de onda y la obtención del espectro de distorsión de las señales FFT han sido realizadas haciendo uso de un osciloscopio Tektronic® MSO 2024 y la cuantificación de la distorsión total se ha calculado por medio de un analizador Hewtler Packard® 334A.

Las siguientes mediciones realizadas han comprendido las formas de onda y el espectro de distorsión resultante cuando la etapa de potencia se encuentra en saturación que, aunque es cierto que esta zona de trabajo no es el cometido de la etapa de potencia si es interesante estudiar la evolución de sus componentes armónicas llevando a la etapa de potencia a condiciones más allá de la zona lineal.

La distorsión total medida en las condiciones de saturación a las que se ha sometido a la etapa de potencia se sitúa en torno al 35%, lo cual representa lógicamente una distorsión más que notable. Pero más relevante que la cantidad de distorsión introducida es la distribución de los armónicos que la componen.

En este caso, y tal como es posible observar en la *Figura 3.38*, la distorsión presente sí es mayoritariamente una distorsión generadora de armónicos impares, ya que a medida que se aumenta la salida el peso de la distorsión por armónicos pares debido a la ligera descompensación de los pentodos de potencia pierde peso respecto a la distorsión natural introducida por esta clase de etapas [1.1.6 Apartado: Configuraciones de salida más comunes en amplificadores de audio: Push-pull].



Figura 3.37. Forma de onda etapa de potencia en saturación, Medición en la carga

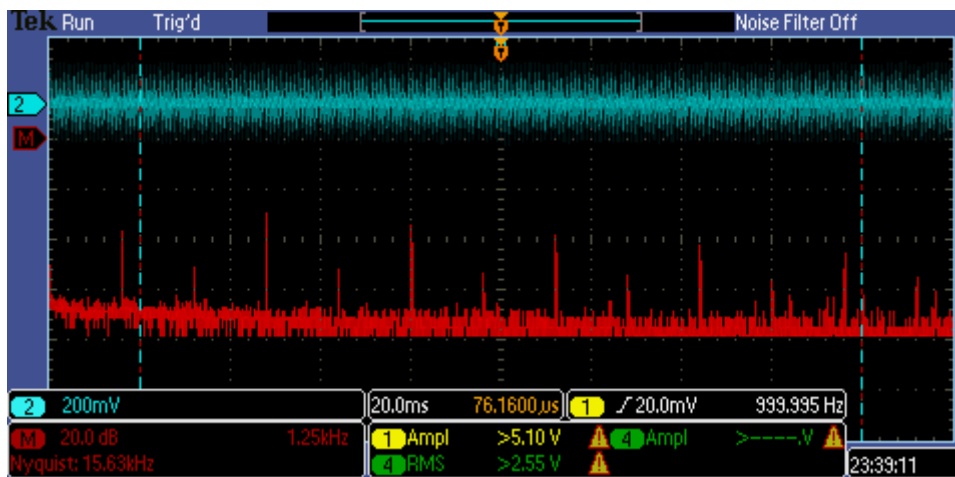


Figura 3.38. Espectro de la etapa de potencia en saturación. Medición en la carga

THD: 35%

También es necesario destacar que, tal y como se describió en [5.3.4.1 Distorsión genérica en pentodos y tetrodos de haces dirigidos] están presentes armónicos de alto orden impar y gran peso, por lo que este tipo de distorsión es desaconsejable según los criterios sonoros requeridos en este proyecto, y es por eso por lo que la etapa de potencia no está diseñada para llegar a trabajar en su zona de saturación.

-Distorsión total del sistema: Etapa de potencia al límite de recorte

Las mediciones y capturas de onda anteriores han sido realizadas en las mismas condiciones que en el apartado [3.1.4.1-Distorsión en previos:] sólo que en esta ocasión han sido realizadas directamente sobre la carga, forzando a la etapa de potencia a entregar su potencia máxima antes de la saturación con el fin de contrastar el efecto de ésta sobre la distorsión final. Esas condiciones de medida son nuevamente descritas a continuación:

- Entrada: Señal sinodal 1Vpp, 1KHz, aplicada en la entrada del amplificador
- Salida: Etapa de salida al límite de potencia antes de la saturación
- Medición de salida: Sobre la carga
- Estado de la etapa de potencia: al límite de recorte
- En amarillo: Señal de entrada
- En verde: Señal de salida
- En azul: Distorsión (señal de salida menos señal de entrada)

La captura de las formas de onda y la obtención del espectro de distorsión de las señales FFT han sido realizadas haciendo uso de un osciloscopio Tektronic® MSO 2024 y la cuantificación de la distorsión total se ha calculado por medio de un analizador Hewtler Packard® 334A.

- Canal Limpio:

Las capturas a continuación corresponden al canal limpio para sus valores de ganancia igual a 25% (Figura 3.39 y Figura 3.40) al 50% (Figura 3.41 y) y al 75% (Figura 3.43 y Figura 3.44).

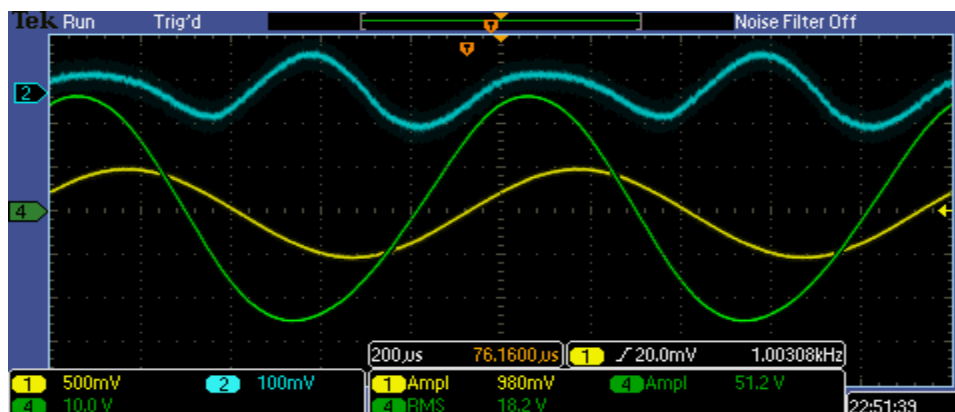


Figura 3.39. Forma de onda del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la carga

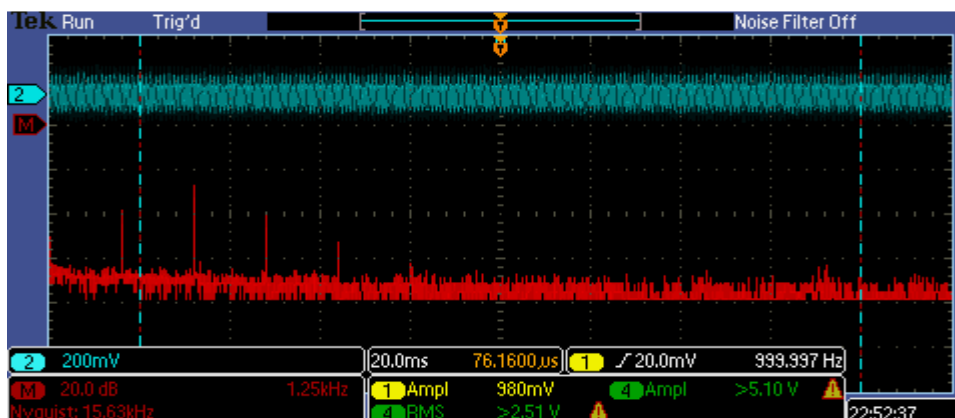


Figura 3.40. Espectro del canal limpio: ganancia 25%. Medición en la carga

THD: 4,6%

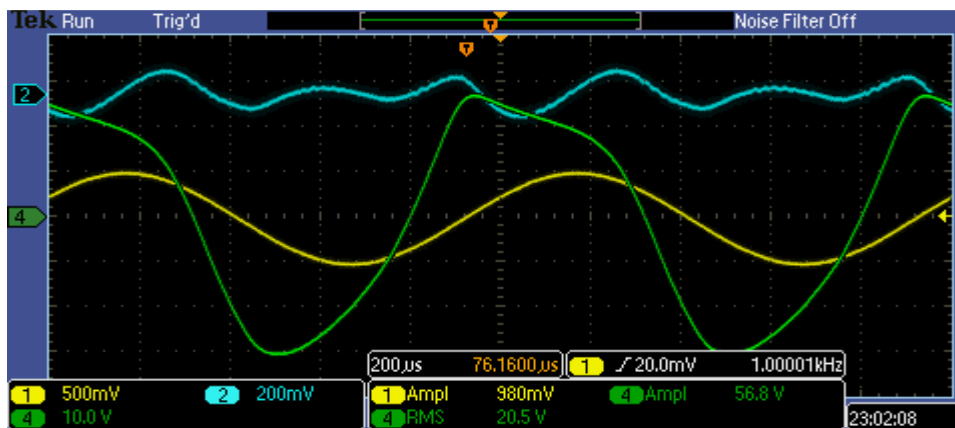


Figura 3.41. Forma de onda del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la carga

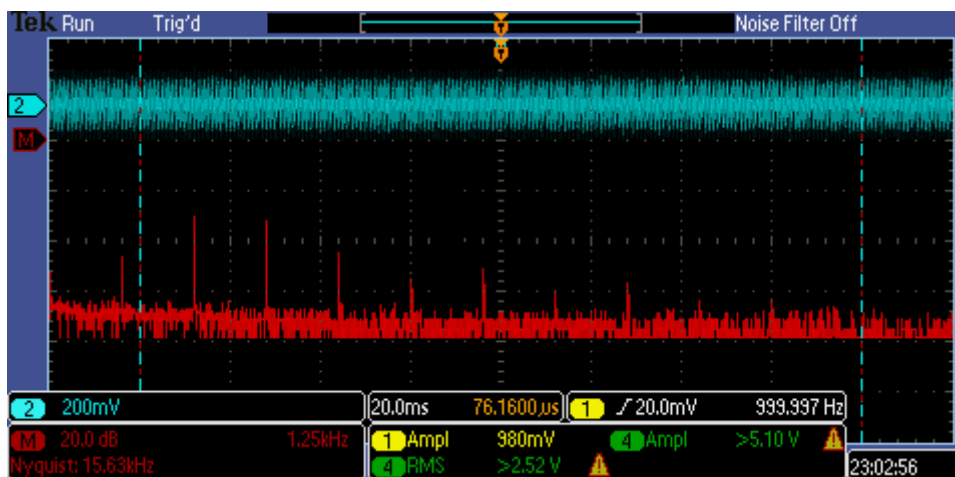


Figura 3.42. Espectro del canal limpio: ganancia 50%. Medición en la carga

THD: 15%

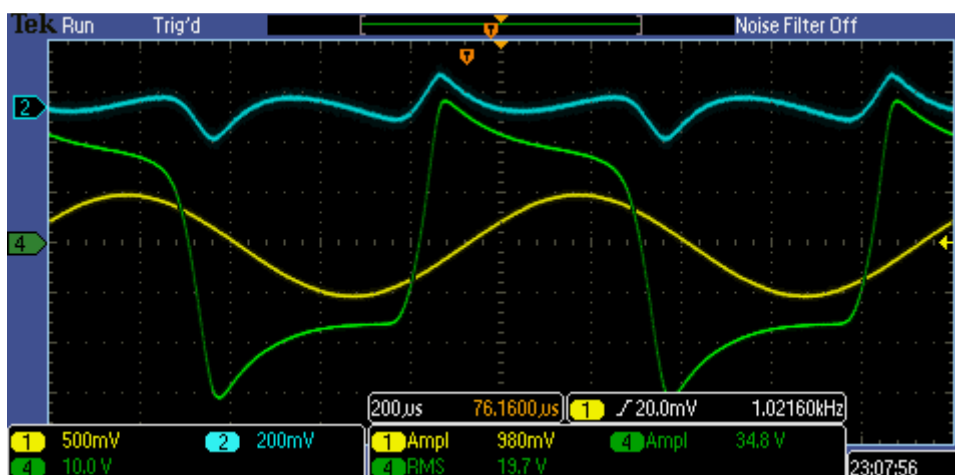


Figura 3.43. Forma de onda del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la carga

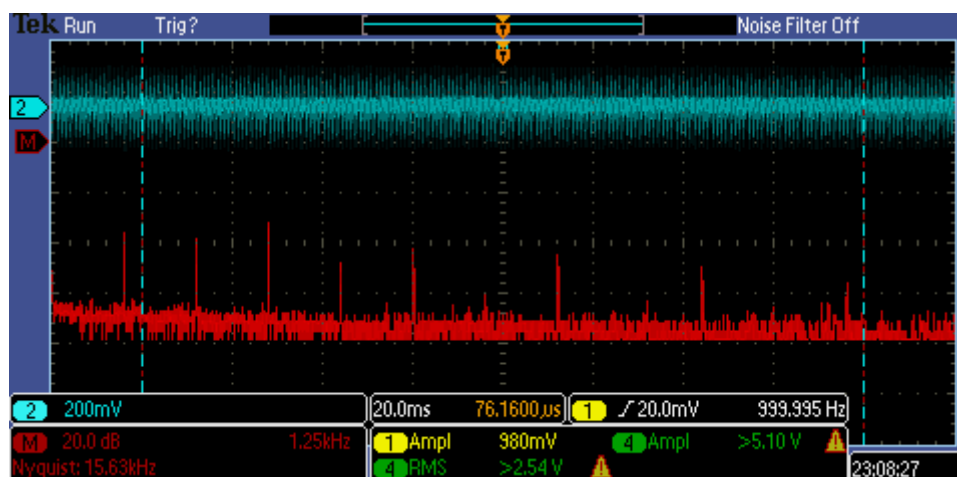


Figura 3.44. Espectro del canal limpio: ganancia 75%. Medición en la carga
THD: 39%

- Canal *Crunch*:

Las imágenes a continuación corresponden al canal *crunch* para sus valores de ganancia igual a 25% (Figura 3.45 y Figura 3.46) al 50% (Figura 3.47 y Figura 3.48) y al 75% (Figura 3.49 y Figura 3.50)

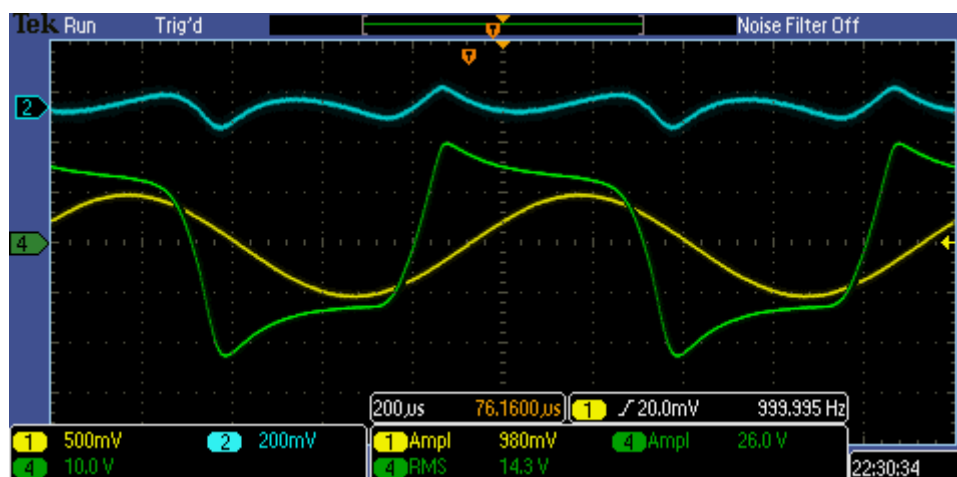


Figura 3.45. Forma de onda del canal *crunch*: ganancia 25%. Medición en la carga

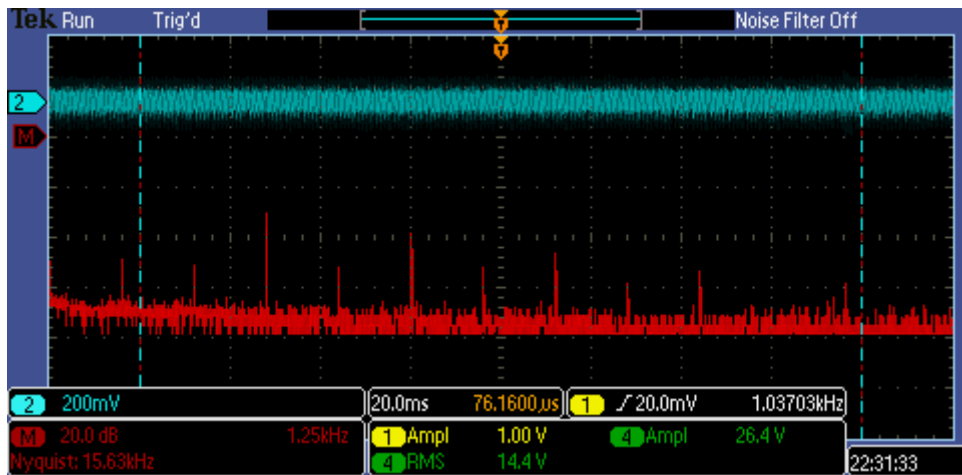


Figura 3.46. Espectro del canal crunch: ganancia 25%. Medición en la carga
THD: 30%

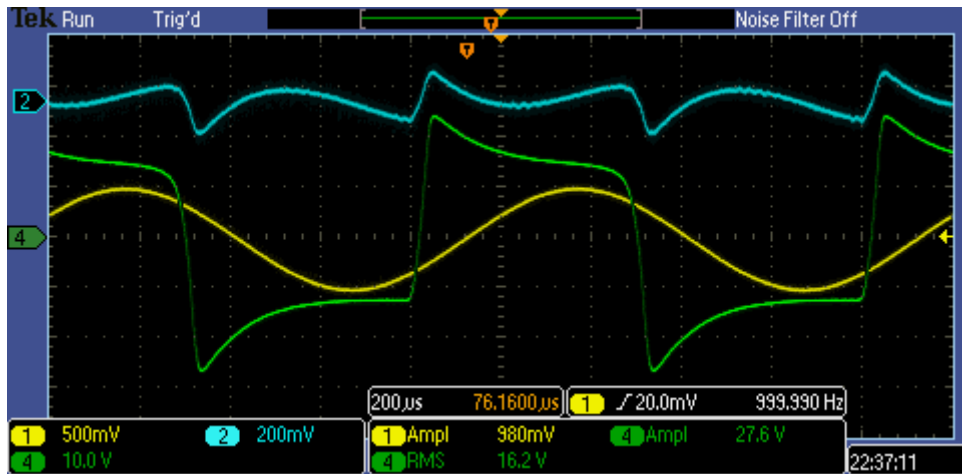


Figura 3.47. Forma de onda del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la carga

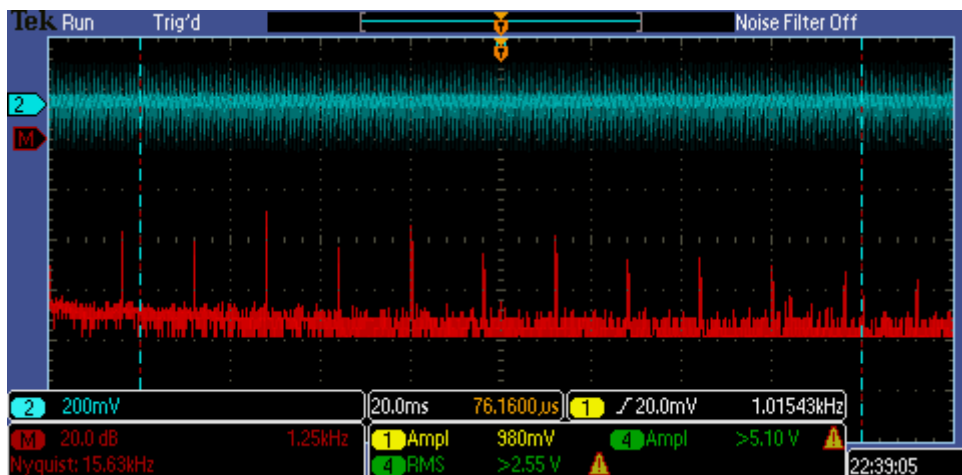


Figura 3.48. Espectro del canal crunch: ganancia 50%. Medición en la carga
THD: 39%



Figura 3.49. Forma de onda del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la carga

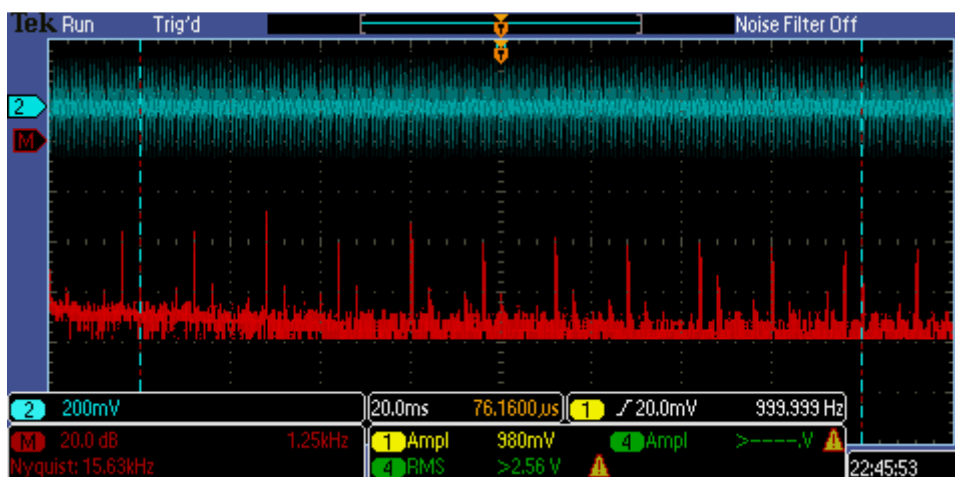


Figura 3.50. Espectro del canal crunch: ganancia 75%. Medición en la carga

THD: 47%

- Canal Lead:

A continuación, en las siguientes figuras es posible observar la evolución de la señal para unos valores de ganancia igual al 25% (Figura 3.51 y Figura 3.52) al 50% (Figura 3.53 y Figura 3.54) y al 75%(Figura 3.55 y Figura 3.56).

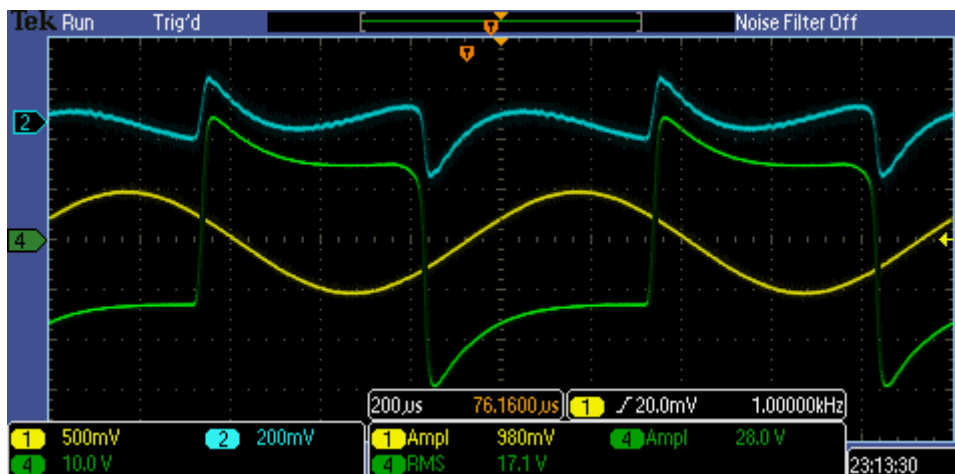


Figura 3.51. Forma de onda del canal lead: ganancia 25%. Medición en la carga

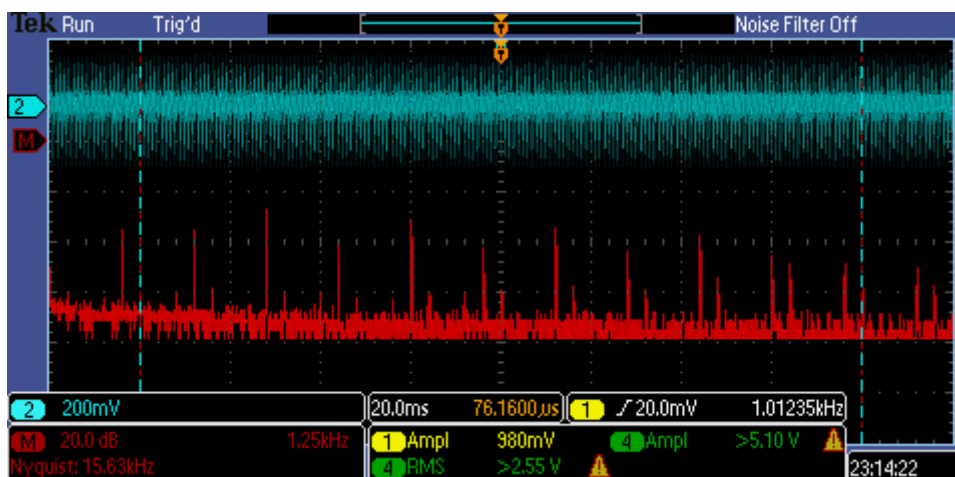


Figura 3.52. Espectro del canal lead: ganancia 25%. Medición en la carga

THD: 50%

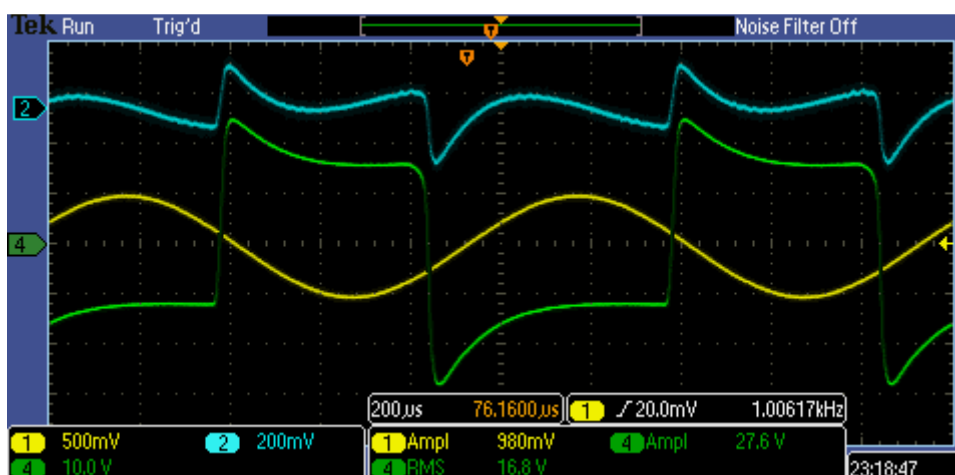


Figura 3.53. Forma de onda del canal lead: ganancia 50%. Medición en la carga

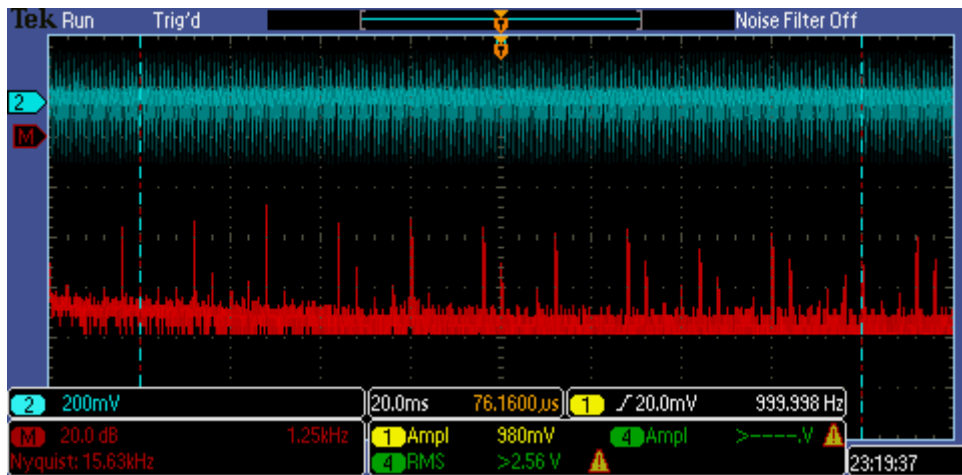


Figura 3.54. Espectro del canal lead: ganancia 50%. Medición en la carga
THD: 52%

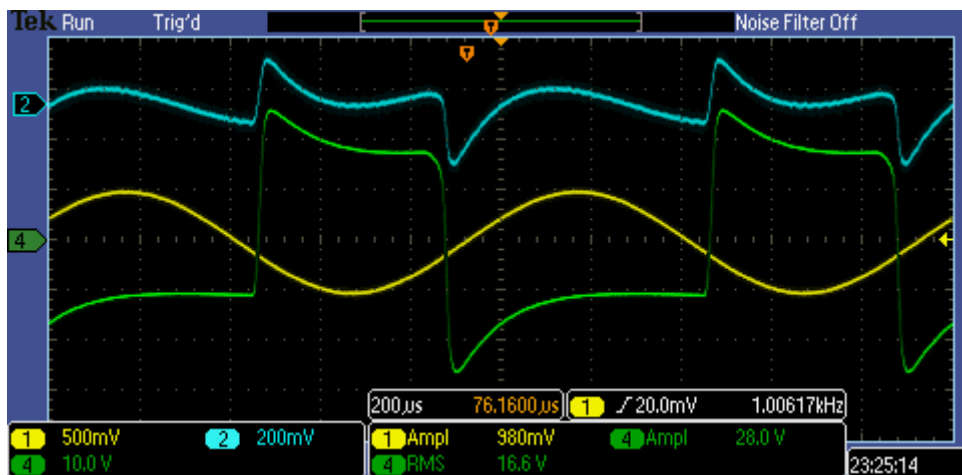


Figura 3.55. Forma de onda del canal lead: ganancia 75%. Medición en la carga

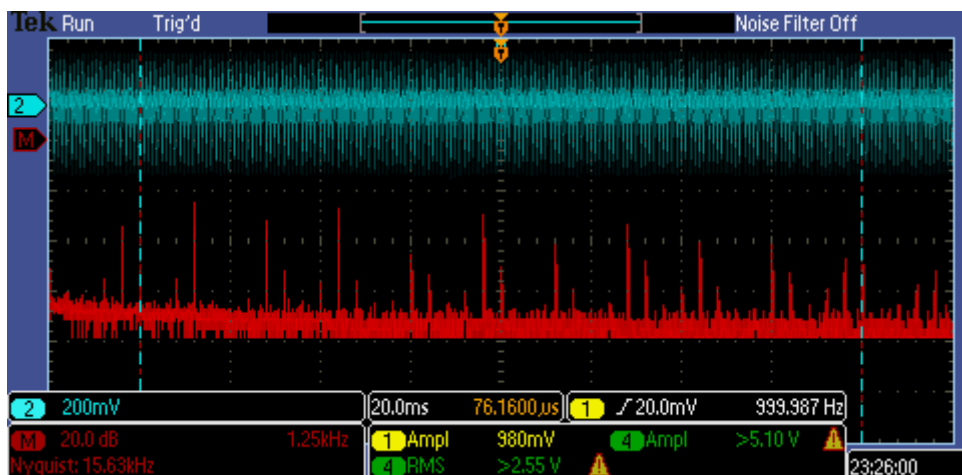


Figura 3.56. Espectro del canal lead: ganancia 75%. Medición en la carga
THD: 55%

Al forzar a la etapa de potencia a trabajar en el límite de saturación es posible observar, contrastando los resultados de [3.1.4.1-Distorsión en previos:] con las mediciones de este apartado, como existen una serie de diferencias, que si bien algunas de ellas no son altamente relevantes es necesario comentar.

En primer lugar, la distribución armónica en ambos casos es prácticamente idéntica, tal sólo se produce una sutil diferencia en extensión en frecuencia del espectro de distorsión en las mediciones realizadas en la carga, aunque son prácticamente inapreciables las diferencias existentes en este aspecto a simple vista de las gráficas obtenidas.

Respecto a las mediciones de distorsión total si es apreciable una mayor distorsión sobre las señales tomadas a la salida de la etapa de potencia.

Como ejemplo, en el caso del canal limpio, con el potenciómetro de ganancia al 25% (*Figura 3.39*) la distorsión se ha incrementado del 3,8% al 4,6%, en el caso una ganancia de 50% (*Figura 3.41*) la distorsión armónica se ha incrementado desde el 11% hasta el 15%, y con la ganancia del canal limpio al 75% (*Figura 3.43*) de nuevo se registra un aumento de la distorsión desde el 28,5% al 39%. Estas mediciones representan entre un 20% y un 25% más de distorsión armónica total. En el caso de los canales *crunch* y *lead* se obtienen resultados idénticos, con incrementos de distorsión en porcentajes similares.

Por tanto el hecho de forzar la etapa de potencia a su límite de saturación como era de esperar incrementa la distorsión armónica total del sistema.

Es interesante recalcar que, este incremento de la distorsión total se realiza tanto en armónicos pares como impares. Idealmente distorsión por armónico par producida en la etapa de potencia quedaría anulado debido a la propia naturaleza de la etapa push-pull, por lo que es de esperar que esta distorsión se deba también en parte a una posible descompensación en la etapa de potencia, debido a un apareamiento imperfecto de los pentodos de potencia o a un posible ligero desequilibrio en la etapa inversora de fase, tal y como es comentado en [3.1.4.Apartado:-Distorsión en etapa de potencia: Medidas al límite de recorte]

En las formas de onda también es apreciable una ligera diferencia debida a la etapa de potencia, presente sobre todos los canales y más fácilmente observable en altas ganancias. Un ejemplo claro de este efecto se produce en el canal *crunch*. Si se compara las formas de onda *Figura 3.28* (medición a la salida del previo, ganancia 75%) y *Figura 3.44* (medición sobre la carga, ganancia 75%) es posible observar como el hecho de forzar que la etapa de potencia trabaje al límite de recorte introduce una ligera sobreoscilación sobre la señal, que posiblemente se deba al efecto del transformador de salida sobre la señal al trabajar en altas condiciones de potencia, aunque no es de esperar que este efecto se refleje sobre el resultado sonoro de forma significativa.

-Distorsión total del sistema: Etapa de potencia entregando 1W

Como parte de la comprobación del funcionamiento del sistema se realizaron medidas tanto sobre la carga como a la salida del previo, haciendo uso del punto envío del lazo de efectos. Esas medidas han sido realizadas bajo las mismas condiciones descritas en [3.1.4.1-Distorsión en previos] y [3.1.4. Apartado: Distorsión en etapa de potencia: Medidas al límite de recorte].

Los resultados obtenidos de estas mediciones reflejaban formas de onda, espectros de armónicos y distorsión total idénticos a los entregados por las mediciones realizadas en [3.1.4.1 -Distorsión en previos], por este motivo no han sido incluidas en el documento. Estas medidas fueron tomadas

sobre la salida del previo cuando se forzaba a trabajar a la etapa de potencia al límite de su potencia antes de la saturación. De este hecho es posible extraer una serie de deducciones:

- Si los resultados de las medidas sobre la salida de los previos permanecen invariables tanto si la etapa de potencia se encuentra al límite del recorte como entregando 1W de potencia sobre la carga es posible concluir, como era de esperar, que la etapa de potencia no afecta de modo significativo sobre la respuesta de los canales presentes en el preamplificador.
- Del hecho de que los resultados obtenidos en las mediciones sobre la carga cuando la etapa entrega 1W de potencia y sobre la salida de los previos cuando la etapa de potencia se encuentra en la misma condición, es posible concluir que la distorsión introducida por la etapa de potencia no es significativa en comparación con las distorsiones introducidas por los canales presentes en el preamplificador y que ésta es prácticamente constante en su zona de trabajo lineal.

3.1.5. POTENCIA REAL ENTREGADA EN EL PRIMARIO Y EN LA CARGA

Potencia real entregada en el primario

Una vez construida la etapa de salida se procede a medir la potencia real entregada por la carga cuando ésta se encuentra trabajando al máximo de capacidad. Es de esperar que la potencia entregada por la etapa sea menor que la estimada en un principio (hasta 100W), ya que como se presentó en [3.1.2.1-Tensiones de alimentación] la tensión de alimentación de la etapa (V_e) es menor a la esperada incluso cuando la etapa se encuentra en condiciones de reposo, proporcionando 465V en lugar de 490V.

Esto es debido a que el transformador de alimentación proporciona ya de por sí una tensión inferior a la especificada en sus hojas de datos [9. Hojas de datos] a pesar de que la etapa demanda una corriente inferior a la nominal, y aunque esta caída de tensión representa tan solo un 5% menos, en términos de potencia corresponde a una potencia eficaz un 15% menos.

$$P_{RMS} = 2 \cdot \left(\frac{V_{ap}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{prim}} = 2 \cdot \left(\frac{465 - 170}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{950} \approx 90W$$

Sin embargo, según las mediciones realizadas, cuando la etapa se encuentra trabajando al límite de recorte, la tensión de alimentación cae en mayor medida, hasta situarse en torno a 425V. Esto es lógico debido a que en estas condiciones la corriente demandada por la etapa es mayor, medida en torno a 350mA_p.

$$P_{RMS} = 2 \cdot \left(\frac{V_{ap}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{prim}} = 2 \cdot \left(\frac{425 - 170}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{950} \approx 68W$$

Por lo que, la potencia máxima entregada en el primario del transformador está estimada a partir de las mediciones en torno a 68W_{rms}, estando el circuito sobredimensionado para soportar una

potencia de hasta 120W mediante el uso de un transformador de alimentación capaz de suministrar 500V @ 400mA.

Potencia real entregada en la carga

Haciendo uso de la medición obtenida en [3.1.4 Apartado: Distorsión en etapa de potencia: Medidas al límite de recorte] es posible observar en la captura mostrada en la *Figura 3.39* cómo se obtiene una tensión de salida de amplitud 23,1Vrms sobre una carga de 8ohm, por lo que es fácil el cálculo de la potencia total entregada por el amplificador sobre la carga cuando este se encuentra en su límite antes de la saturación.

$$P_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R} = \frac{23,1^2}{8} \approx 66,7W$$

Por lo que es posible deducir que el transformador de salida en ésta situación tiene una gran eficiencia ya que prácticamente entrega sobre la carga (66,7Wrms) toda la potencia disponible en el secundario (68Wrms)

3.2. DIFICULTADES ENCONTRADAS Y SOLUCIONES IMPLEMENTADAS

Uno de los principales problemas detectados a tratar en el amplificador valvular para guitarra eléctrica es la presencia de un ruido de red (50Hz/100Hz) en la señal de audio. Este problema es común en este tipo de amplificadores de alta ganancia, principalmente en los canales más distorsionados y debido a su carácter audible es de gran importancia localizar y determinar los motivos de su existencia para su posterior subsanación en la medida de lo posible.

En el caso de este proyecto, posteriormente al montaje y puesta en marcha del amplificador y a pesar de las medidas llevadas a cabo respecto a cableado, distribución y rutado de masas [2.2.5. Interconexión de placas y rutado de masas] el amplificador presentaba un notable ruido de red, con armónicos en 50Hz y 100Hz principalmente a la salida de la etapa de potencia. El ruido parecía provenir de etapas anteriores, siendo posteriormente amplificado por la etapa de salida. En la *Figura 3.57* es posible observar el ruido presente en la salida diferencial de la etapa inversora de fase.



Figura 3.57. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase. CH1: Vert: 5V/div. Base tiempos 10ms/div. (I)

-Ruido de red de 100Hz

- **Problema:** Ruido de 100Hz independiente del volumen y procedente de la etapa de potencia.
- **Solución:** Se encontró un problema de cableado en la referencia a masa de la carga.

Respecto al ruido presente en el circuito de 100Hz, en un primer lugar, es lógico pensar que, un ruido del doble de la frecuencia de red (50Hz) sea introducido en el circuito a través de la

alimentación de las etapas, debido a un posible rizado existente en éstas después del rectificado de onda completa a la que es sometida la señal procedente de la red. Por tanto, se examinaron las tensiones de alimentación del amplificador VA, VB, VC, VD y VE a plena carga, haciendo uso de una resistencia de potencia ($>100W$) de 8Ω mediante un osciloscopio Metrix® OX7104.

En VA, VB, VC y VD no se observó rizado alguno, debido al correcto filtrado de estas tensiones por parte de la fuente de alimentación, sin embargo VE (punto de alimentación de los ánodos de la etapa de potencia) presentaba un rizado patente, (ver *Figura 3.58*). Este efecto era de esperar y es debido principalmente a la medida adoptada que comprende que dicha toma de tensión se realice aguas arriba del choque de filtrado, con el fin de disminuir considerablemente la corriente que circula a su través, permitiendo un dimensionamiento menor del mismo sin que se produzca la saturación del núcleo.



Figura 3.58. Tensión de alimentación VE. CH1: Vert: 2V/div. Base tiempos 10ms/div

El rizado existente en VE no debería presentar efecto alguno sobre la señal de salida, puesto que es un efecto común a ambas ramas de la configuración en *push-pull* de la etapa de potencia, por lo que idealmente debería ser cancelado en su totalidad a la salida. Además una amplitud de 8V pico a pico, sobre los 467V que alimentan el cátodo no determinaría tampoco un rizado tan significativo como para ser el responsable del fuerte efecto adverso observado.

Se comprobó, que el ruido existente era independiente del volumen. Con los volúmenes del previo bajados en su totalidad el efecto seguía presente, por lo que es posible deducir que la fuente de este estaba localizada en la etapa de potencia, es decir o bien en el inversor de fase o bien en la etapa de potencia.

Para mayor facilidad en el análisis se procedió a independizar ambas etapas, para analizarlas separadamente y detectar cuál de ellas era responsable de tal efecto. Para ello el punto común entre C21 (condensador de desacoplo) y la placa de V5a fue abierto y conectado a masa. La misma operación fue realizada con el punto común C22 (condensador de desacoplo) y la placa de V5b,

además de ser abierta la red de realimentación, tal y como indica *Figura 3.59*. La entrada de la etapa inversora de fase ha sido conectada a masa por medio de los potenciómetros de volumen VR6 y VR7.

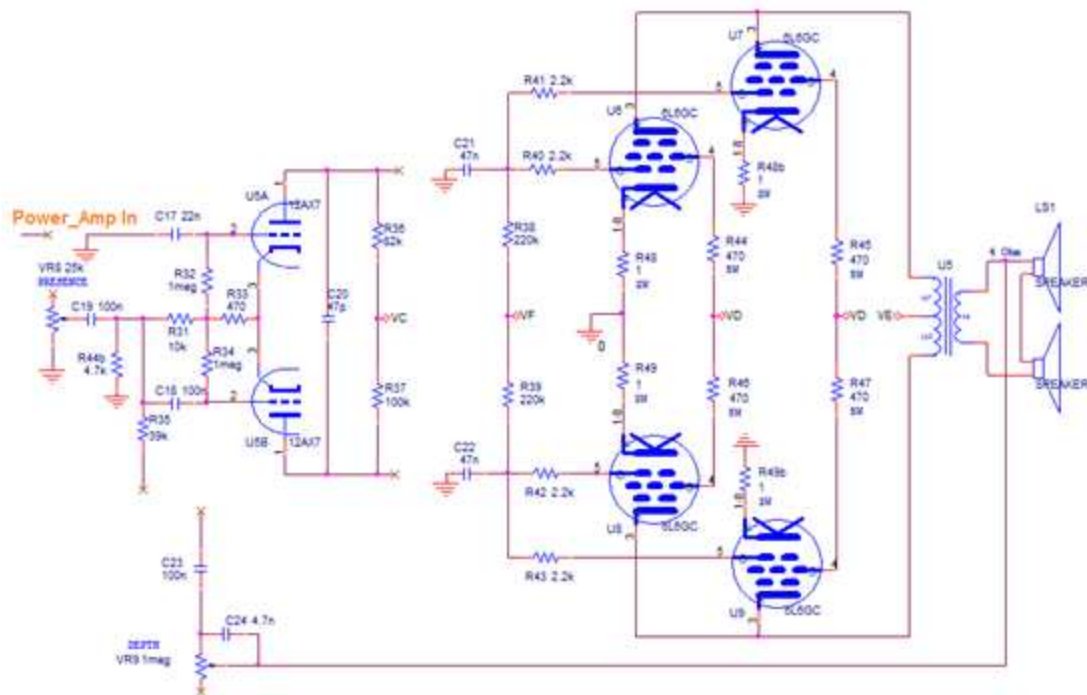


Figura 3.59. Circuito de diagnóstico etapa de salida

Una vez realizada esta operación, no se observó el ruido objeto de este diagnóstico, presentándose una salida prácticamente libre de ruido (sobre todo en comparación con los niveles existentes con anterioridad) tanto en la etapa inversora de fase como en la etapa de potencia.

Debido a estos resultados y, teniendo en cuenta que la única fuente de ruido de 100Hz se encontraba en la tensión de alimentación V_e , se supuso que el rizado presente en esta estaba siendo introducido en gran medida de alguna manera en el inversor de fase por medio de la realimentación. En principio, al tomarse la realimentación desde el secundario del transformador de salida (4Ω) y estando la carga referenciada a la misma masa, la tensión diferencial provocada por el rizado de la alimentación en la carga (y por tanto la introducida en la realimentación) debería ser nula. Esto es así porque este rizado está presente tanto en el secundario del transformador (4Ω) como en el nodo de masa.

Se valoró entonces la posibilidad de que la existencia de una impedancia significativa en el cableado del rutado de masas de la etapa de potencia, que por impedancia común provocara una caída de tensión en el nodo de masa, a pesar de seguir un criterio de cableado en estrella local manteniendo el cableado lo más corto posible. Midiendo impedancias en éste se observó que **no existía continuidad entre el punto de referencia de la carga y la masa del circuito**, debido a una discontinuidad interna en el cableado, por lo que ésta quedaba “flotante” junto con el secundario del transformador de salida. A pesar de que no debería presentarse ruido de red en la carga debido a las tensiones de rizado existentes en V_e , esta tensión de rizado sí existía respecto a la masa del circuito del inversor de fase, y era introducida en la parte de señal del circuito a través de la realimentación tal y como se sospechaba.

Para solventar el problema se sustituyó el cableado de masa de la carga y se comprobó su continuidad, consiguiendo una atenuación considerable del ruido de red existente en 100Hz, tal y como se puede observar en la *Figura 3.60* a continuación.



Figura 3.60. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase. CH1: Vert: 0,5V/div. Base tiempos 10ms/div. (II)

$$\text{Atenuación (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{12,5}\right) = -22\text{dB}$$

-Ruido de red de 50Hz

- **Problema:** Ruido de 50Hz dependiente e independiente del volumen. Procedente de los previos y la etapa de potencia.
- **Solución:** Se elevó la tensión media de la alimentación de los filamentos por encima de la tensión de cátodo de V1, V2, V3, V6, V7, V8 y V9.

El ruido correspondiente a 50Hz se encuentra presente tanto en los previos como en la etapa de potencia. Esto ha sido comprobado haciendo uso del lazo de efectos, mediante el cual es posible independizar ambos circuitos y realizar mediciones de tensión a la salida de ambos con sus entradas cortocircuitadas a masa.

Una posibilidad a contemplar es que una posible fuente de ruido de este tipo, procede de la influencia electromagnética del cableado de entrada de alterna al circuito antes de su rectificado (230V/50Hz AC). Para evitar este efecto se tomaron medidas al respecto como mantener este tipo de cableado lo más corto posible, distribuirlo de forma trenzada y mantenerlo alejado de las partes más sensibles del circuito tales como el cableado de parte de señal. Un punto muy sensible a este

tipo de interferencias son las rejillas de los tríodos del previos, en especial aquellos cuyas etapas presentan las ganancias más elevadas como la etapa de entrada. Esta razón es por la que el cableado de estos elementos se realizó haciendo uso de cable apantallado, referenciado a masa en tan sólo uno de estos extremos.

Otra posible fuente de interferencias electromagnéticas es la posible dispersión de flujo generada en el transformador de alimentación, lo cual llevó a tener en cuenta unas consideraciones especiales de distribución de aquellos elementos que pudieran ser sensibles a tal efecto (distribución relativa de los transformadores de alimentación y salida, y distribución relativa del transformador de salida y pentodos de potencia).

Estas y otras medidas para la reducción de este tipo de ruido de red y otros efectos han sido contempladas a priori [2.2. Consideraciones especiales de implementación y distribución] [6.1.5. Selección de componentes] [6.2.8. Selección de componentes], previamente a la construcción del amplificador. Sin embargo, a pesar de la implementación de estas medidas la persistencia de ruido de red (50Hz y sus armónicos presentes) obliga a tener en cuenta otras posibles fuentes de ruido, que deben procurar reducirse.

En principio, la única fuente de ruido de 50Hz que queda por considerar es la tensión de alimentación de los filamentos (6,3V / 50Hz AC). Se ha prestado especial atención en el cableado que porta dicha alimentación, manteniéndolo lo más alejado posible de las partes de señal del circuito y entrando a los zócalos de las válvulas formando un ángulo de 90° con los cables circundantes, sin embargo el efecto adverso persiste.

Una apreciación a tener en cuenta ha sido la posibilidad de que, debido a la propia naturaleza metálica y funcionamiento del filamento de las válvulas, y su trabajo en altas temperaturas, es de esperar la aparición de un efecto de emisión termoiónica o efecto Edison [5.1.2 Emisión termoiónica o efecto Edison]. Este fenómeno produciría que un flujo de electrones abandone la superficie del filamento, siendo emitidos en el interior de los dispositivos, y dicho flujo de electrones sería “modulado en frecuencia” por su tensión de alimentación, pudiendo por tanto ser captados por los electrodos que componen la válvula e introduciéndose por tanto en la señal de audio. Concretamente es el cátodo el elemento que presentaría mayor tendencia de atracción sobre estos electrones debido a su proximidad física con el filamento, quedando el ánodo teóricamente lo suficientemente alejado como para notificar influencia alguna.

Debido a que los electrones se desplazan de un potencial menor a otro mayor es posible evitar la transición esta transición de electrones desde el filamento hasta el cátodo al elevar su potencial medio por encima de las tensiones cátodo, añadiendo una componente de continua a la tensión de alimentación de los filamentos a través del terminal intermedio del bobinado que la proporciona. Esta medida fue implementada según indica la *Figura 3.61* por medio de R59, R60 y C36, que configuran un filtro de paso bajo.

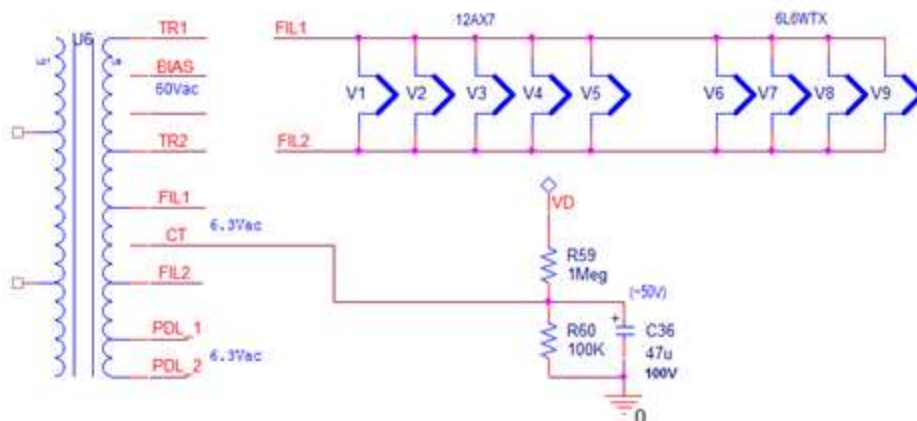


Figura 3.61. Modificación del circuito de alimentación de los filamentos

La tensión media aplicable está limitada por las características máximas de las válvulas, concretamente la tensión máxima filamento-cátodo, siendo esta 180V para las válvulas 12AX7 y 200V para las 6L6. Esta tensión máxima delimita qué tanto es posible elevar la tensión media de los filamentos sin dañar el dispositivo, y un margen de 180V no permite elevar esta tensión por encima de la tensión de cátodo de los triodos del lazo de efecto V3a y V4a (200VDC aprox) manteniendo una tensión filamento-cátodo segura de trabajo para el resto de los componentes. No obstante si es posible situar esta tensión de trabajo por encima de la tensión continua de cátodo de trabajo de las etapas más críticas, que presentan mayor ganancia y vulnerabilidad a ruido, tales como V1a, V1b, V2a, V2b, V3b y V4b.

Haciendo uso del divisor resistivo R59 y R60, fue fijada una tensión media de trabajo en torno a 50V, haciendo uso de la tensión de alimentación VD obteniéndose los resultados mostrados en la captura representada en Figura 3.62, obtenida mediante un osciloscopio Metrix® OX7104 en la salida diferencial del inversor de fase.

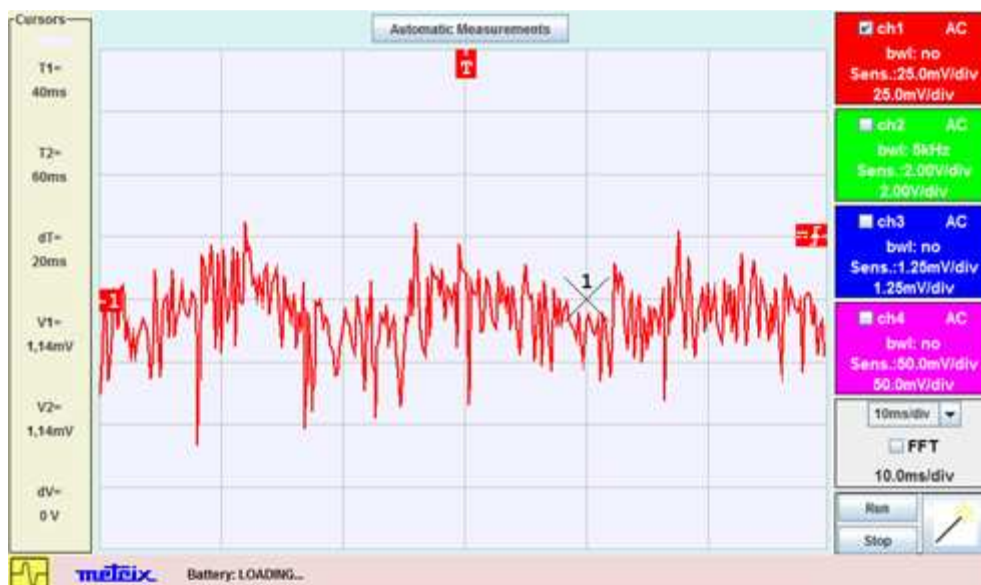


Figura 3.62. Ruido a la salida diferencial del inversor de fase. CH1: Vert: 25mV/div. Base tiempos 10ms/div. (III)

Como se puede observar, el ruido de red presente en la señal se ha atenuado considerablemente, presentando ahora una amplitud máxima de tan solo 75mVpp. Este nivel de ruido es considerablemente bajo teniendo en cuenta las amplitudes de señal con las que trabaja la etapa. Esta nueva medida indica una atenuación de éste respecto a los niveles anteriores de:

$$\text{Atenuación (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{0,050}{1}\right) = -26\text{dB}$$

De lo cual cabe destacar que la medida llevada a cabo ha resultado ser efectiva y por tanto pasará a formar parte del diseño final del amplificador. Después de las medidas llevadas a cabo, la relación señal-ruido final resultante en el amplificador puede ser calculada teniendo en cuenta que estas mediciones han sido realizadas a máxima ganancia y volumen pero en ausencia de señal de entrada. Aplicando una tensión de 500mVpp de entrada en el amplificador y en las condiciones antes descritas, se obtiene en el mismo punto de medición una tensión aproximada de 175Vpp, la relación señal ruido será:

$$\text{NSR (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{0,05}{175}\right) = -70,88\text{dB}$$

Este resultado es más que aceptable, teniendo en cuenta que se trata de un sistema de amplificación a válvulas de muy alta ganancia. Con esta relación señal ruido, aunque el ruido de fondo puede ser audible en ausencia de señal de entrada cuando se seleccionan altos volúmenes y ganancias, no es apreciable en absoluto en presencia de señal, debido a su gran diferencia de amplitudes.

3.3.1. INTERRUPTORES DE BRILLO

Con el fin de añadir una mayor versatilidad al amplificador y la posibilidad de elección de una respuesta en frecuencia alternativa en los previos se ha decidido implementar un ambos previos (Limpio/*Crunch* y *Lead*) un interruptor que permita habilitar o inhabilitar la función de los condensadores que realizan la función de realce en agudos o *treble booster*. Con esto se consigue que, además de la respuesta en frecuencia calculada y diseñada exista una alternativa con una menor presencia en agudos. Estos interruptores de realce o recorte de altas frecuencias (principalmente armónicos por encima de las frecuencias fundamentales producidas por la guitarra) se suelen denominar interruptor de brillo (*bright*).

-Interruptor de brillo en Canal Limpio / Crunch.

En el primer previo, ya sea en su configuración de canal limpio tanto como canal *crunch*, el encargado de realizar el realce de agudos es el condensador C5. Este dispositivo conforma una configuración de filtro de paso alto con su frecuencia de corte en torno a 1,3Khz. Esta frecuencia que corresponde a la fundamental de la nota más aguda producida por la guitarra eléctrica, por lo que todo armónico de mayor frecuencia, bien sea introducido por el instrumento o por la distorsión presente en la etapa quedará realzada.

Mediante el uso de un interruptor se podrá permitir este efecto, de tal forma que se obtenga una respuesta en frecuencia distinta a elegir, con menor presencia de agudos y un sonido más cercano al producido de forma natural por el instrumento.

En las siguientes imágenes es posible observar el efecto del interruptor de brillo sobre el canal limpio (*Figura 3.63*) y sobre el canal *crunch* (*Figura 3.64*) sobre las altas frecuencias.

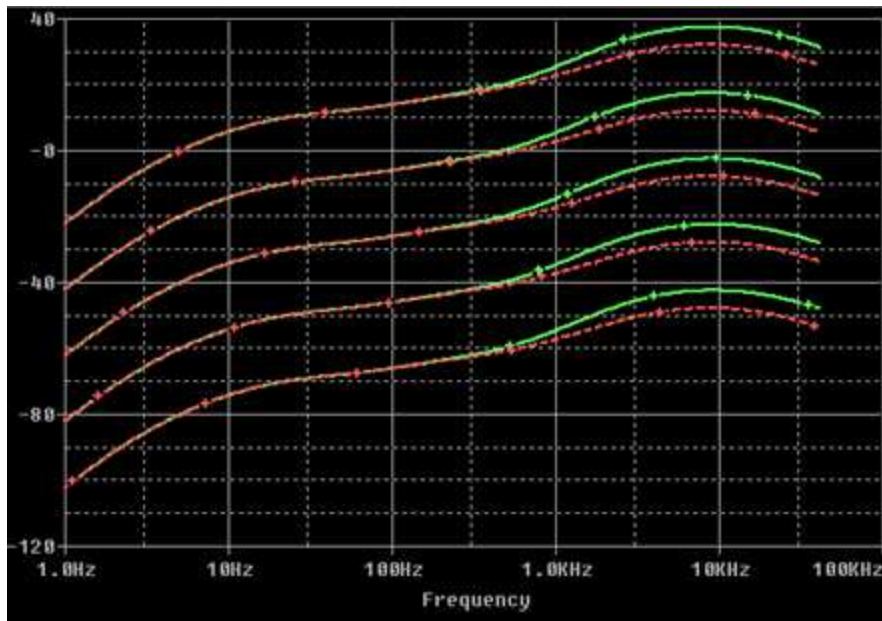


Figura 3.63. Canal Limpio. Efecto del interruptor de brillo

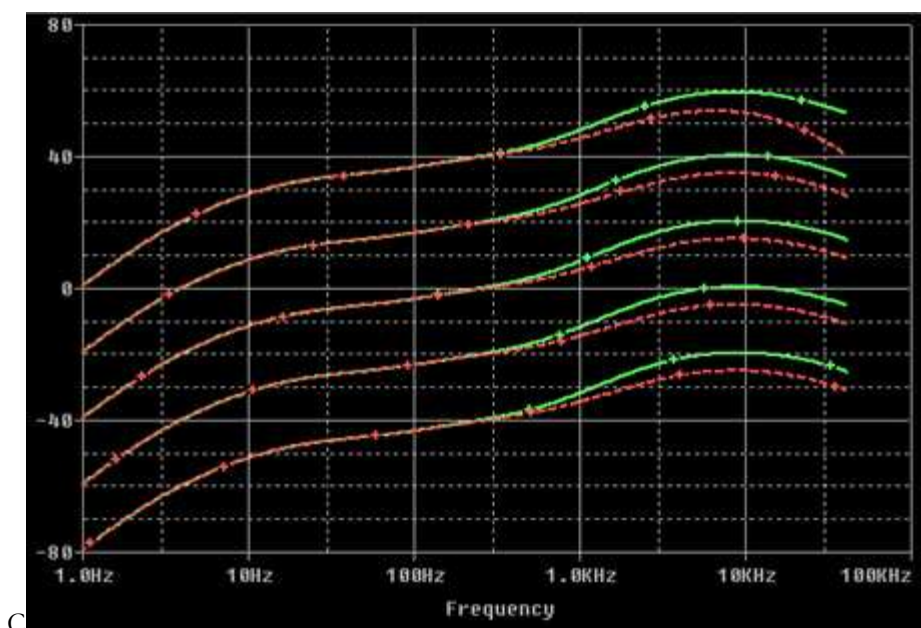


Figura 3.64. Canal Crunch. Efecto del interruptor de brillo

-Interruptor de brillo en Canal Lead.

En el canal *Lead* se implementará también esta medida, siendo en este caso el interruptor C38 el encargado de realizar el realce de agudos es el condensador. Este dispositivo conforma una configuración de filtro de paso alto con su frecuencia de corte en torno a 1,3Khz. Esta frecuencia que corresponde a la fundamental de la nota más aguda producida por la guitarra eléctrica, por lo que todo armónico de mayor frecuencia, bien sea introducido por el instrumento o por la distorsión presente en la etapa quedará realizada.

El accionamiento de un interruptor determinara la presencia no de este efecto, de tal forma que se obtenga la posibilidad de selección de una respuesta en frecuencia alternativa, con menor presencia de agudos y un sonido más cercano al producido de forma natural por el instrumento.

La *Figura 3.65* se representa la respuesta en frecuencia del canal *lead*, en función de la actuación del condensador C38, por lo que puede compararse ambas respuestas en función de la ganancia seleccionada con el potenciómetro VR1.

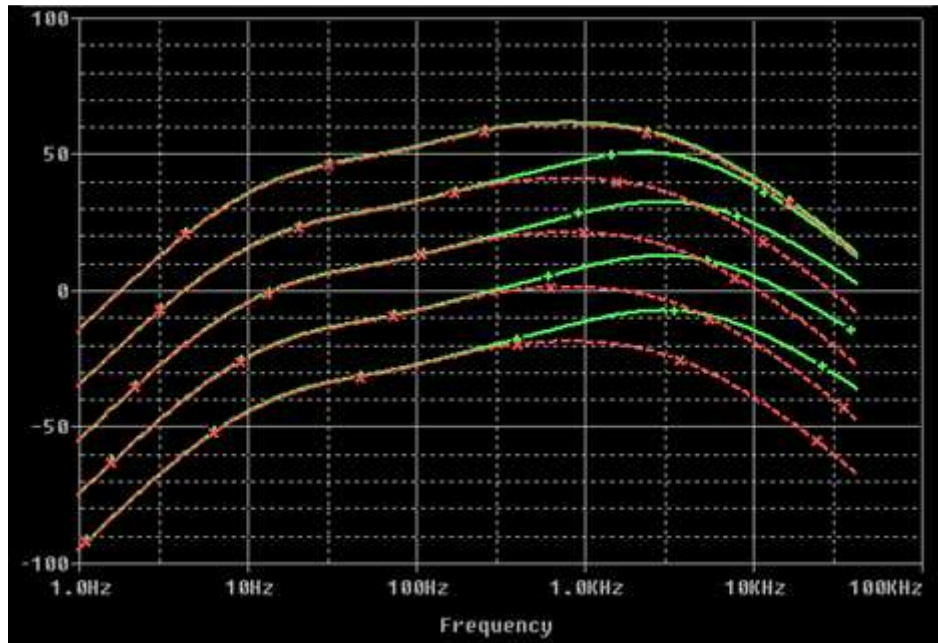


Figura 3.65. Canal Lead. Efecto del interruptor de brillo

Debido a necesidades experimentales, a la implementación de cambios en función de los resultados y a las mejoras introducidas en el circuito descritas en los capítulos anteriores, las especificaciones finales del amplificador pueden ser observadas a continuación.

Es necesario destacar que aunque estos factores han influido sobre las capacidades finales del amplificador objeto de este diseño se sigue cumpliendo en todo momento con los requerimientos y directrices iniciales, y las diferencias existentes entre éstas y las características resultantes no son más que un producto de mejoras en el sistema. [10. *Pliego de condiciones*].

3.4.1. ESPECIFICACIONES FINALES

- Previo con tres canales: Limpio, *Crunch* y *Lead* (2 canales independientes).
- Selector de “brillo” independiente por canal.
- Interruptor de mezcla entre ambos canales (*Limpio + Lead* o *Crunch + Lead*)
- Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.
- Lazo de efectos en serie 100% valvular.
- Ecualizador de 5 bandas (Agudos, Medios y Graves en el previo, Profundidad y Presencia en la etapa de potencia).
- Etapa de potencia de 70W (sobredimensionado hasta 120W) @ 4 u 8 ohmios (con posibilidad de 16 ohmios)

3.4.2. COMPARATIVA DE OBJETIVOS

Especificaciones iniciales	Especificaciones finales
Previo con tres canales: Limpio, <i>Crunch</i> y <i>Lead</i> (2 canales independientes)	Previo con tres canales: Limpio, <i>Crunch</i> y <i>Lead</i> (2 canales independientes)
Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.	Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.
Lazo de efectos en serie 100% valvular.	Lazo de efectos en serie 100% valvular.
Ecualizador de 3 bandas (Agudos, Medios y Graves).	Ecualizador de 5 bandas (Agudos, Medios y Graves en el previo, Profundidad y Presencia en la etapa de potencia).
Etapas de potencia de 50W @ 4 u 8 ohmios	Etapas de potencia de 70W (sobredimensionada hasta 120W) @ 4 u 8 ohmios (con posibilidad de 16 ohmios).
	Selector de “brillo” independiente por canal.
	Interruptor de mezcla entre ambos canales (Limpio + <i>Lead</i> o <i>Crunch</i> + <i>Lead</i>)

Tabla 3.3. Especificaciones iniciales y finales: comparativa.

CONCLUSIONES

4.1.1. CONCLUSIONES GENERALES:

Teniendo en cuenta los resultados finales, y el proceso de diseño y construcción del amplificador valvular para guitarra eléctrica objeto de este proyecto es posible destacar las siguientes conclusiones.

En términos generales, respecto a los resultados obtenidos se considera que se supo cumplir con las necesidades expuestas en un principio [1.2. Especificaciones de diseño del amplificador objeto del proyecto] [10. Pliego de condiciones] e incluso estas han sido mejoradas en diversos aspectos [3.4. Especificaciones finales] obteniendo un resultado satisfactorio y de calidad, sin desembocar en grandes cambios del diseño inicial o sin que esto se refleje de forma significativa en el presupuesto.

4.1.2. CONCLUSIONES PRÁCTICAS:

En el diseño y construcción de un prototipo siempre se presentan dificultades, y este proyecto no es una excepción. De los inconvenientes surgidos que han sido solventados cabe destacar el problema de la presencia de ruido red sobre la parte de señal del amplificador, que ha obligado a llevar a cabo las medidas descritas en [3.2. Dificultades encontradas y soluciones implementadas].

Se ha observado que este factor es de una gran importancia, siendo un problema muy común en amplificadores valvulares de guitarra eléctrica. Esto no significa que no sea necesario contemplar previamente otras posibles fuentes de ruido, como las derivadas de los componentes, tal y como se describe en [6. Anexo II: Los componentes en el amplificador de audio], pero sí es posible concluir que generalmente el efecto de estos factores puede quedar enmascarado y considerarse despreciables si existe la presencia de ruido de red, con mayor peso.

Respecto a la experiencia de trabajo obtenida tras la elaboración de este proyecto también ha supuesto un gran aprendizaje, no sólo en cuestiones técnicas. Las ecuaciones y la matemática acercan el diseño a un resultado de base teórico y, una vez allí, observado el resultado es el oído del diseñador el que entra en funcionamiento. Es este factor el que ha llevado a la implementación de nuevas medidas en el amplificador para aumentar su versatilidad, tales como ligeros cambios en la respuesta en frecuencia o ganancia, e implementación de sistemas de ecualización en la etapa de potencia, interruptores de brillo, posibilidad de mezcla de canales o medidas para la reducción de ruido. [3.2 Dificultades encontradas y soluciones implementadas] [3.3 Otras modificaciones del circuito original]

4.1.3. CONCLUSIONES SOBRE EL RESULTADO SONORO Y DISTORSIÓN

Musicalmente hablando se ha conseguido un amplificador versátil, configurable y adaptable a casi cualquier estilo o género musical con una excelente calidad y una relación señal ruido más que aceptable teniendo en cuenta las altas ganancias y tipo de dispositivos con los que se ha trabajado.

El resultado sonoro que ofrece finalmente el amplificador se ajusta a los requerimientos y necesidades descritas inicialmente [1.2. *Especificaciones de diseño del amplificador objeto del proyecto*] [10. *Pliego de condiciones*], sin embargo es posible destacar que no existe una verdad absoluta en estos términos ya que **la obtención de un resultado satisfactorio muchas veces está ligada a factores de percepción humanos y requerimientos subjetivos del usuario**, por tanto este resultado está en parte unido a una valoración personal del usuario.

Debido a ello es frecuente adoptar medidas, mejoras y correcciones sobre el diseño inicial, especialmente tratándose de un prototipo de amplificador de audio de guitarra eléctrica, siendo esta componente subjetivos difícilmente predecibles a priori ya que no existe fórmula matemática alguna que objetivamente determine “lo que suena bien”, por lo que es normal estar sujeto a cambios siempre y cuando no se pierda de vista las bases de las que se parte, donde la teoría también debe servir de guía en este aspecto. No obstante hay que recalcar que **toda modificación del circuito derivada de la práctica sí debe tener una base teórica válida** que determine un correcto y seguro funcionamiento del diseño.

En términos de distorsión, las mediciones [3.1.4. Mediciones experimentales: Distorsión] han demostrado efectivamente como un amplificador clásico a válvulas para guitarra eléctrica responde a la teoría consultada y expuesta [5.3. Distorsión] sobre cómo determinadas distorsiones generan los resultados determinados desde el punto de vista musical, en concreto en términos de introducción de armónicos pares y tercer armónico. Sin embargo es necesario destacar como los resultados han demostrado la presencia de otros factores no contemplados por esta teoría y su influencia sobre el resultado sonoro final. Incluso como en un diseño de un amplificador clásico de guitarra eléctrica se producen fenómenos supuestamente no deseables o buscados según esta teoría, tales como distorsiones que aparte de la componente armónica deseada introducen armónicos impares de gran peso en situaciones concretas y, aun así desembocan en sonidos agradables y melódicos.

Esta otra componente del resultado, observada **desde un punto de ingeniería**, sugiere que más allá de la teoría básica, existen otros factores sobre los cuales se requeriría un estudio más en profundidad.

Contemplada **desde el punto de vista externo al ingeniero**, se podría concluir que el factor subjetivo de calidad de sonido tiene un peso a considerar sobre la valoración de este tipo de equipos, no siendo necesario que estos efectos sean 100% perfectos y coherentes. Simplemente desembocan en un resultado característico. El que los efectos producidos sobre la señal sean considerado como “deseables” por la mayoría de músicos ya no responde a una cuestión puramente física y medible, sino también a factores fuera del alcance del estudio de este proyecto, tales como la influencia musical o la asociación de determinados sonidos con un resultado idóneo.

Por tanto, la teoría en términos de distorsión consultada [5.3. Distorsión] es condición necesaria y un excelente criterio genérico para partir como base en un diseño de este tipo, aunque los resultados finales que arrojan este tipo de amplificadores **no sólo comprenden esos efectos**.

Por todo esto, un proyecto como el abordado en este documento, también está guiado en parte por la experiencia personal, los resultados anteriores y también el estudio de soluciones adoptadas en los diseños precedentes de amplificadores a válvulas, así como la evolución de sus diseños a lo largo del tiempo para conseguir implementar esos pequeños detalles que marcan la diferencia, definiendo un sonido final con un determinado carácter deseado.

ANEXO I: LAS VÁLVULAS DE VACÍO

5.1. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

5.1.1. INTRODUCCIÓN

A continuación se describen los principios básicos de funcionamiento de las válvulas de vacío y los fenómenos físicos que lo hacen posible, así como sus posteriores mejoras y construcción.

5.1.2. EMISIÓN TERMOIÓNICA O EFECTO EDISON

El principio básico de funcionamiento de las válvulas de vacío es el fenómeno de la emisión termoiónica, también conocido como “efecto Edison”, que consiste en el flujo inducido por la temperatura de portadores de carga desde la superficie de material conductor hacia un elemento que se encuentra a un mayor potencial. Estos portadores de carga pueden ser electrones o iones (en algunos escritos se refieren a ellos como “termoiones”).

La emisión termoiónica es un fenómeno que se produce principalmente en los metales. Los átomos de éstos forman una red cristalina en la cual existe una nube de electrones con un movimiento arbitrario y cuya velocidad depende de la temperatura. A medida que aumenta la temperatura, crece su velocidad y por tanto su energía, pudiendo ésta ser lo suficientemente grande como para que abandonen la superficie metálica. [Ric29]

5.1.3. EL DIODO DE VACÍO

El diodo de tubo de vacío es el elemento más simple dentro de la familia de componentes que se van a tratar. Fue desarrollado por el físico inglés John Ambrose Fleming en el año 1904. Contiene dos electrodos: el cátodo, un filamento caliente o un pequeño tubo de metal caliente que emite electrones a través de emisión termoiónica, y el ánodo, una placa que funciona como elemento colector de electrones. El cátodo es calentado mediante una resistencia de tungsteno puro, toriado o recubierto de una capa de óxido de bario que se denomina “filamento”.

En los diodos de vacío, los electrones emitidos por el cátodo son atraídos por el ánodo sólo si es aplicada una tensión positiva entre ánodo y cátodo (V_{ak}), produciéndose una corriente eléctrica denominada corriente de placa. Cuando este potencial V_{ak} es negativo los electrones emitidos por el cátodo son repelidos por el ánodo por lo que no circula corriente por el tubo. Si se aplica un potencial alterno a la placa, la corriente circulará por la válvula solamente durante la mitad positiva del ciclo, actuando así como rectificador.

Si se aumenta la tensión V_{ak} (positiva) se produce un aumento de la corriente de placa (I_a), hasta alcanzar el valor de saturación, en el que la corriente no aumenta por mucho de subamos la tensión aplicada. Esto es debido a que la placa recoge todos los electrones emitidos por el cátodo y, por tanto, no es posible aumentar la corriente a menos que se aumente la emisión de electrones subiendo la temperatura de trabajo de la válvula (temperatura de caldeo).

Existen dos tipos de cátodo atendiendo al modo en que se calienta:

- Cátodo de **caldeo directo**: El filamento que fija la temperatura de trabajo de la válvula es a la vez el emisor o cátodo. Suele tratarse de un simple filamento de tungsteno.
- Cátodo de **caldeo indirecto**: Las funciones de caldeo y emisión han sido separadas, el filamento realiza únicamente la función de fijar la temperatura de trabajo del cátodo, siendo éstos dos electrodos claramente diferenciados. En este caso el filamento está recubierto de óxido de bario o torio e introducido en un pequeño cilindro de níquel para evitar que electrones que pudieran escapar de la superficie del filamento alcancen el ánodo. El filamento y este cilindro están eléctricamente aislados. *Figura 5.1*

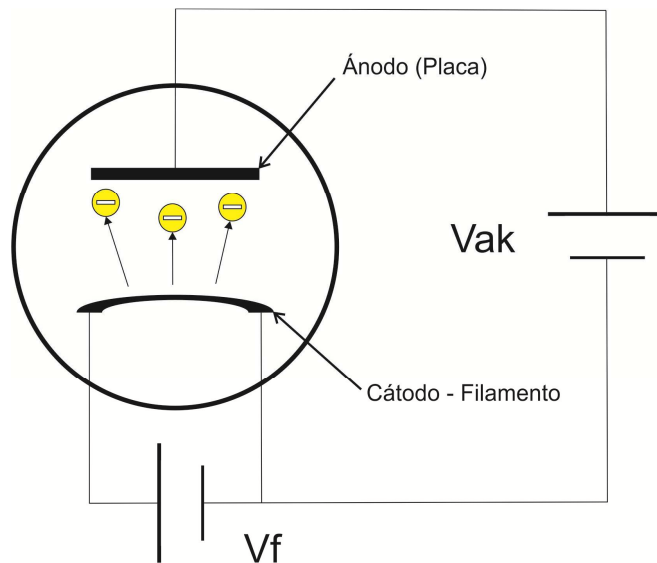


Figura 5.1: Diodo de vacío de caldeo directo.

5.1.4. EL TRÍODO

En el año 1906 Lee de Forest añadió un tercer electrodo al diodo de vacío, conformando con esto el denominado “tríodo”. Este tercer electrodo se denomina rejilla de control (*control grid*), y está constituida por un conductor fino dispuesto helicoidalmente alrededor del cátodo y muy próximo a éste. La disposición física de estos electrodos se muestra en la *Figura 5.2: Estructura interna del tríodo*

El cátodo emite electrones por el efecto termoiónico formando una carga espacial o nube electrónica y como la rejilla tiene grandes espacios entre los hilos, los electrones logran circular a través de ella sin dificultad, llegando al ánodo cuando la rejilla no está polarizada. En este caso el dispositivo funciona como el diodo mencionado anteriormente. Pero si se aplica una tensión negativa a la rejilla, los electrones encontrarán una oposición a su desplazamiento natural del cátodo al ánodo, y se verán repelidos hacia el cátodo de nuevo, con mayor fuerza cuanto más negativa sea la tensión que polariza la rejilla (V_g). Esto se traduce en una disminución de la corriente de placa I_a .

Si la tensión en la rejilla es positiva, entonces algunos electrones circularían por este electrodo, pero esta polarización no es la habitual.

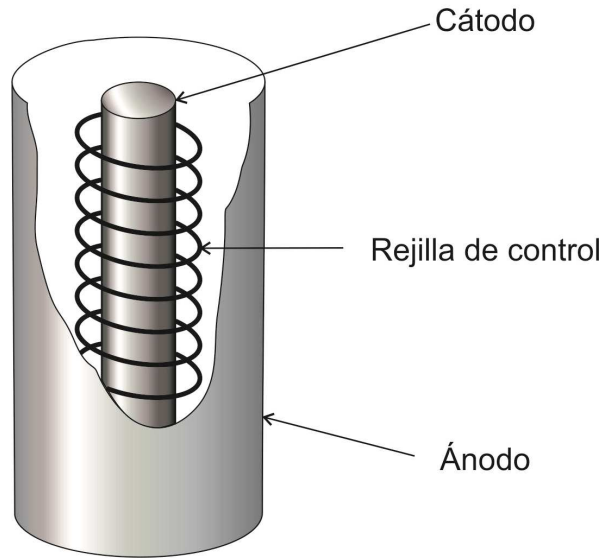


Figura 5.2: Estructura interna del triodo

Lo que se obtiene es por tanto un dispositivo en el cual al variar la tensión en la rejilla V_g , provoca una variación de la corriente de placa I_a . La aplicación de esto es inmediata. Si conectamos una resistencia en la placa la variación de corriente en ésta, que sigue los cambios producidos en la tensión de rejilla, se reflejará en una diferencia de potencial en la resistencia de placa, con una mayor amplitud que la señal original de entrada, es decir, un circuito amplificador.

-Características y parámetros del triodo.

Las características fundamentales del triodo expresan el comportamiento del dispositivo, y sirven para el diseño de circuitos. Dependen en gran manera de la geometría de los electrodos, disposición, tamaño y distancia que guardan entre sí. Los parámetros principales que los definen son:

- **Factor de amplificación (μ):** Transtensión. Mide como varía la tensión de placa en función de la tensión de rejilla, manteniendo la corriente de placa constante. Matemáticamente:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad (I_a = \text{cte.})$$

- **Conductancia mutua o pendiente (S , P , ó gm):** Transconductancia. Representa la variación de la corriente de placa en función de la tensión de rejilla, manteniendo constante la tensión de placa.

$$gm = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \quad (V_a = \text{cte.})$$

- **Resistencia interna** (r_a ó R_p): Transimpedancia. Representa la relación de la variación de tensión de placa en función de la corriente de placa, manteniendo constante la tensión de rejilla.

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_g} \quad (V_g = cte.)$$

La resistencia interna representa la resistencia entre placa-cátodo cuando se produce un pequeño cambio en la tensión de placa, y no guarda relación con la resistencia que existe entre dichos electrodos en condiciones de reposo (denominada resistencia equivalente).

- **Relación entre parámetros:** Conocidos dos parámetros cualquiera es posible deducir el tercero valiéndose de la expresión que los relaciona.

$$\mu = g_m \cdot r_a$$

5.1.5. EL TETRODO

Uno de los principales inconvenientes del tríodo es su elevada capacidad rejilla-placa (C_{ga}) que limita su funcionamiento en altas frecuencias, pudiendo originar que una etapa amplificadora oscile a causa de la realimentación que se produce a través precisamente de esta capacidad interna. Para remediar esto, se inserta un nuevo electrodo, la rejilla pantalla, situada entre la rejilla de control y la placa. Está formada por una hélice de conductor fino, siendo el espacio entre las espiras consecutivas muy grandes en relación con el diámetro del conductor, de manera que no obstaculiza el paso de los electrones hacia la placa. *Figura 5.3: Estructura interna del tetrodo*

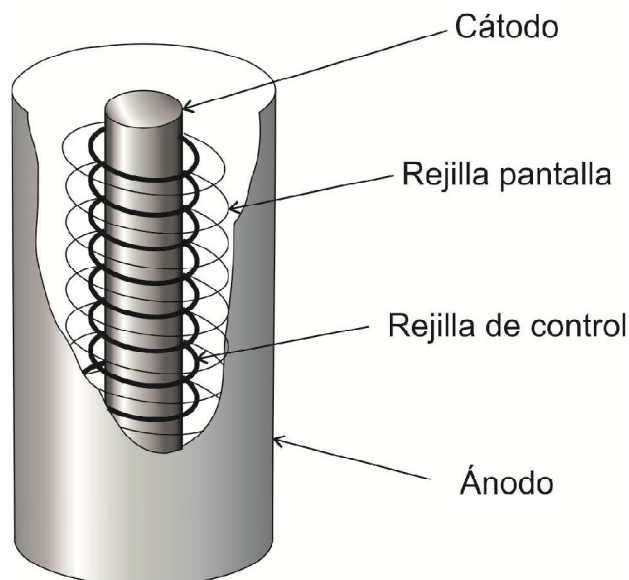


Figura 5.3: Estructura interna del tetrodo

La rejilla pantalla (*screen grid*) tiene un potencial positivo respecto al cátodo en condiciones normales de funcionamiento, y para señales alternas se desacopla con un condensador de capacidad

suficientemente grande. La pantalla constituye un blindaje eléctrico entre rejilla y placa, y la capacidad que forman ambos electrodos queda muy disminuida. En el triodo, C_{ga} es del orden de algunos picofaradios, mientras que en el tetrodo es unas cien veces menor.

En el tetrodo, los electrones de la carga espacial están sometidos en primer lugar al igual que en el triodo, a la acción de la rejilla de control y en segundo lugar a la acción de la placa y de la pantalla, ambas a potencial positivo respecto al cátodo. Como la pantalla está mucho más cerca del cátodo que la placa su acción es mucho más enérgica, teniendo en cuenta además el efecto blindaje de la pantalla, que aísla al cátodo de la influencia del ánodo o placa. Por tanto se podría considerar, que en el tetrodo, la corriente emitida por el cátodo está casi exclusivamente gobernada por rejilla de control y rejilla pantalla (g_1 y g_2), constituyendo casi un triodo virtual estos tres electrodos, pero como la rejilla pantalla es tan fina y existe una gran separación en la espiral que la conforman los electrones no se detienen en este punto, sino que finalmente colisionan con el ánodo que está a potencial positivo, que los recoge finalmente.

-Emisión secundaria

Si observamos la familia de curvas $I_a=f(V_a)$ de un tetrodo, observamos que tiene un comportamiento anómalo en la región que comprende la polarización de la placa en bajas tensiones. Ver *Figura 5.4: Curvas V_a - I_a del tetrodo.*

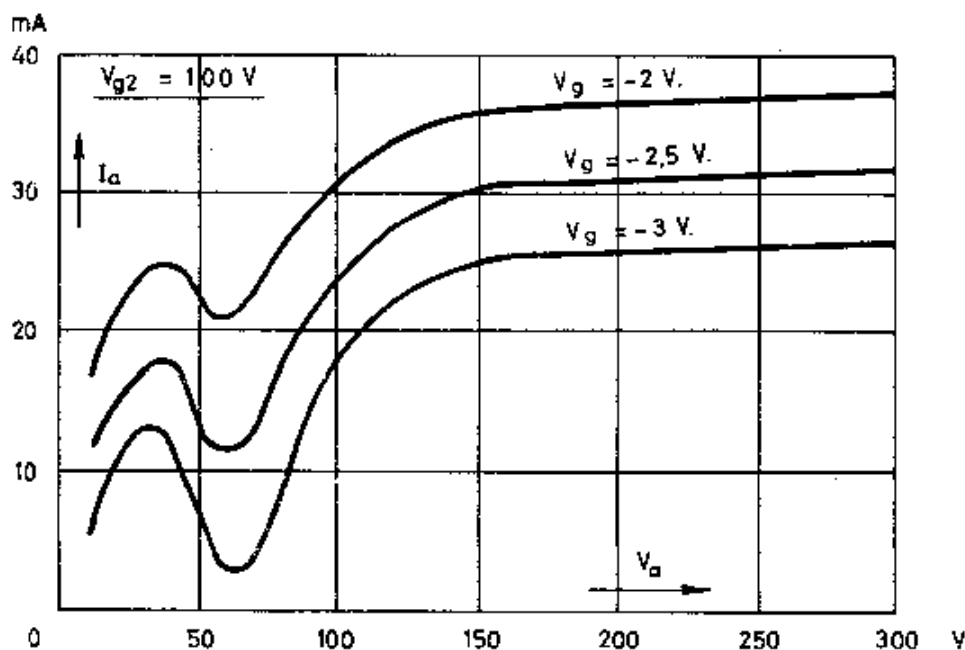


Figura 5.4: Curvas V_a - I_a del tetrodo.

Esto es debido al efecto denominado "emisión secundaria" de electrones por parte del ánodo. Este fenómeno consiste en que al llegar un electrón con una velocidad muy elevada al ánodo provoca el desprendimiento de algunos electrones de su superficie, pudiendo suceder que se desprendan mayor número de electrones de los que llegan inicialmente emitidos desde el cátodo.

Estos electrones desprendidos por emisión secundaria son atraídos por la rejilla pantalla, que está a una mayor tensión positiva que la placa. A medida que aumenta la tensión de placa el fenómeno va disminuyendo hasta su desaparición. Debido a la emisión secundaria el tetrodo es inutilizable a efectos prácticos en la zona anómala de funcionamiento, es decir, a tensiones de placa bajas. Para

mejorar el comportamiento del tetrodo, se desarrolló el denominado tetrodo de haces dirigidos (*beam tetrode*).

El tetrodo de haces se emplea presenta características muy similares a las del pentodo, al suprimir el inconveniente de la emisión secundaria de electrones mediante unas placas deflectoras conectadas interiormente al cátodo de la válvula (*Figura 5.5: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (1)*) que canalizan el flujo de electrones hacia la placa en unos haces en los que la concentración de estas partículas es muy elevada, y es tan grande el campo eléctrico generado es suficiente para repeler nuevamente hacia el ánodo a los electrones generados por emisión secundaria.

Figura 5.6: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (2)

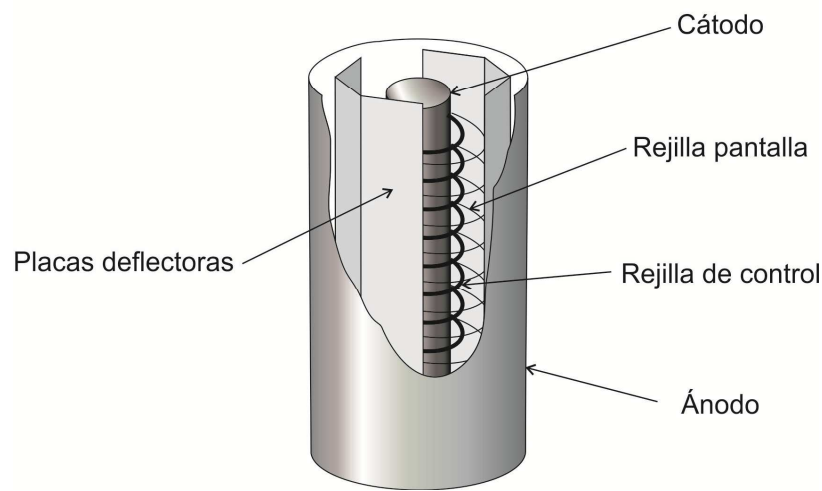


Figura 5.5: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (1)

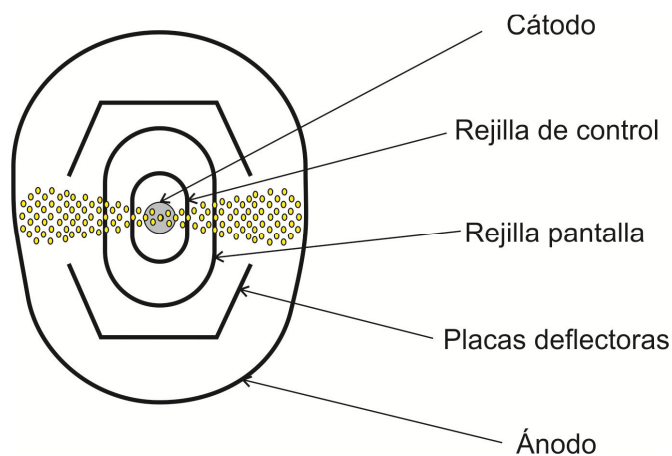


Figura 5.6: Estructura interna del tetrodo de haces dirigidos (2)

Los parámetros fundamentales del tetrodo son diferentes a los del triodo, siendo su factor de amplificación μ mucho mayor, así como la resistencia interna R_i .

5.1.6. EL PENTODO

Debido al fenómeno de la emisión secundaria de electrones cuando la tensión de ánodo no es suficientemente elevada se produce la distorsión alineal que observamos en la curva de características del tetrodo. Para evitar precisamente este inconveniente, se desarrolló un nuevo dispositivo denominado pentodo, al que se le añadió un nuevo electrodo entre ánodo y rejilla pantalla, llamado rejilla supresora (g_3). Para que la rejilla supresora cumpla su cometido, tiene que estar al mismo potencial que el cátodo, es decir, negativo con respecto a la placa. Como cátodo y rejilla supresora tienen que estar al mismo potencial generalmente estos dispositivos presentan estos dos electrodos habitualmente conectados internamente, aunque existen modelos en los que ambos terminales son independientes y accesibles para posibilitar que rejilla supresora y cátodo sean polarizados de distinto modo debido a requerimientos de circuitos especiales.

El funcionamiento del pentodo es similar al del tetrodo con la diferencia de que la inclusión de la rejilla supresora evitará que los electrones secundarios emitidos por la placa lleguen a la rejilla pantalla (g_2). Los electrones, que parten del cátodo lo hacen con una elevada energía cinética y atraviesan el campo eléctrico de la rejilla supresora con relativa facilidad, a pesar de estar a potencial negativo. Los electrones originados por emisión secundaria, procedentes del ánodo, poseen una energía cinética menor y en su trayecto hacia el cátodo se encuentran con la barrera electrostática que forma la rejilla supresora, que se encuentra a un potencial negativo suficiente para rechazarlos de nuevo hacia la placa. Como consecuencia de esto se elimina el efecto de emisión secundaria y la familia de curvas $f(V_a)=I_a$ aparecen libres de la distorsión anómala.

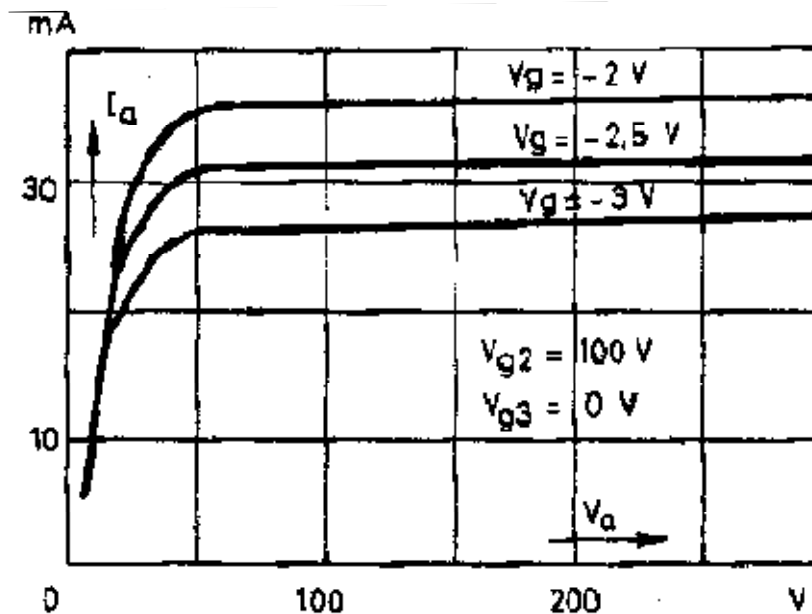


Figura 5.7: Curvas V_a - I_a del pentodo

Como se observa en la Figura 5.7: Curvas V_a - I_a del pentodo cuando la tensión de placa (V_a) es pequeña, la corriente I_a es muy sensible a los cambios de ésta, y aumenta rápidamente a medida que aumentamos la tensión de placa. Cuando V_a alcanza los 50 voltios aproximadamente, un aumento de V_a no produce apenas cambios en la corriente de placa. La curva permanece horizontal, y por mucho que aumentemos V_a , la corriente permanece prácticamente constante presentando un comportamiento muy similar al de una fuente de corriente. Por otra parte, las curvas del pentodo

son de unas características muy similares a las que muestran los dispositivos semiconductores BJT (*Bipolar Junction Transistor*), o transistores bipolares.

Al eliminar la zona anómala que tenía el tetrodo se extiende la zona útil de funcionamiento del dispositivo hasta las bajas tensiones de placa y además, debido a la inclusión de la rejilla supresora, el efecto blindaje entre placa y rejilla de control es aún mayor. Como consecuencia disminuye la capacidad que forman ambos electrodos (C_{ga}) hasta el orden de una milésima de picofaradio. También aumenta la resistencia interna, puesto que la curva es casi horizontal cuando $V_a > 50$ voltios, puesto que $R_i = dV_a/dI_a$ y el cociente es muy pequeño en esta expresión. Otro tanto ocurre con el factor de amplificación, que es mayor en los pentodos en contraste con los tríodos genéricos.

5.2.1. FILAMENTOS

El filamento es el órgano calefactor que proporciona la energía suficiente para que el cátodo fijando la temperatura de trabajo para que emita una cantidad de electrones adecuada.

Como ya se ha descrito anteriormente existen distintos tipos de caldeo según la naturaleza del filamento, este escrito se centra principalmente en las válvulas de caldeo indirecto, método que simplifica grandemente el diseño de los circuitos y permite optimizar cada uno de los electrodos que componen la válvula.

El filamento, al estar caliente, se ve sometido al efecto de sublimación del material de su superficie, es decir, a su paso al estado gaseoso, lo que va reduciendo su sección en ciertos puntos que se calientan más que el resto, aumentando la sublimación en ellos hasta que el filamento se rompe. Este efecto disminuye enormemente si se trabaja a temperaturas bajas y con materiales de alto punto de fusión como el wolframio por ello ha sido posible que la temperatura de trabajo de los filamentos haya ido descendiendo.

-Efecto microfónico:

Un efecto a considerar en las válvulas de vacío que afecta directamente sobre la señal consiste en la transmisión al filamento de vibraciones mecánicas. Cuando el filamento vibra, debido a la propia construcción física de la válvula las oscilaciones se transmiten al cátodo, variando su distancia con la rejilla, lo que produce una modulación en la corriente de electrones. En el ánodo la señal útil aparece modulada por las vibraciones mecánicas siendo especialmente desagradable en el caso de amplificadores de audio, ya que las vibraciones que se acoplan suelen provenir del propio altavoz, pudiendo incluso realimentar el amplificador y producir oscilaciones en el circuito.

Los campos magnéticos también pueden crear oscilaciones del filamento, por ello algunas válvulas se encierran en tubos de gran permeabilidad magnética (mu-metal), o se aíslan las posibles fuentes de radiación magnética con láminas de dicho material (principalmente los transformadores existentes en los equipos).

-Alimentación del filamento:

La alimentación del filamento suele estar normalizada y requiere en la mayoría de los casos una tensión eficaz de 6.3V (12,6Vef en algunas válvulas de doble triodo, en las que ambos filamentos se encuentran en serie sin ser accesible el punto intermedio) y es el responsable de fijar la temperatura de trabajo de la válvula y con ello la cantidad de flujo de electrones se emiten del cátodo y fluyen por la válvula. Esta tensión puede ser suministrada tanto en AC como en DC presentando ambos métodos sus ventajas e inconvenientes.

La alimentación en AC resulta, en primer lugar mucho más sencilla de implementar, puesto que la mayoría de los amplificadores de alimentación para circuitos valvulares incorporan un bobinado auxiliar, con terminal intermedio accesible o no, que proporcionan tensiones alternas de 6,3Vef ó 12,6Vef a la frecuencia de la red existente.

El problema que podría presentar una válvula con filamento alimentado con AC es zumbido de red (*hum*), debido a las variaciones de temperatura entre ciclo y ciclo. En la práctica, las variaciones de temperatura en el filamento son muy lentas, por tanto este efecto es mínimo para frecuencias de red de 50/60Hz.

Por otro lado, **la alimentación en DC** requiere circuitos adicionales que acondicionen y regulen la tensión de los filamentos para su correcto funcionamiento, sin embargo con ello se obtiene la ventaja de reducir al mínimo la influencia del zumbido de red en la parte de señal del circuito, y con ello el ruido de fondo existente.

5.2.2. TOLERANCIAS EN LA FABRICACIÓN

La estructura base de una válvula es metálica y está ensamblada íntegramente de forma mecánica. Esto hace que las tolerancias de fabricación sean elevadas así como la posibilidad de defectos. Estos defectos de fabricación suelen aparecer en las quince o veinte primeras horas de funcionamiento por lo cual es recomendable adquirir válvulas que hayan sido sometidas a un funcionamiento de al menos 24 horas, tras lo cual puede ser desechada hasta un 25% de la producción. Estas tolerancias en la mayoría de los casos obligan a tomar en cuenta ciertas consideraciones.

-Válvulas aparejadas (*Matching*):

En ciertos circuitos valvulares es necesario, en la medida de lo posible el uso de componentes idénticos para obtener el resultado deseado, como puede ser el caso de espejos de corriente, pares diferenciales, etapas de en *push-pull*, etc. En estos circuitos obviamente las tolerancias van a jugar un papel esencial en la señal ya que pequeñas diferencias en las tolerancias de las válvulas desencadenaran en distorsiones indeseadas en la señal.

Un ejemplo claro de esto es una etapa de potencia en *push-pull* (ver *Figura 5.8: Etapa en push-pull.*) en la cual existe una desviación en el factor de amplificación (ganancia en tensión) entre la válvula que trabaja sobre los semiciclos positivos de la señal (U1) y la que trabaja sobre los semiciclos negativos (U2), produciendo una distorsión asimétrica como se observa en la *Figura 5.10: Tensión de salida (V_{out})*.

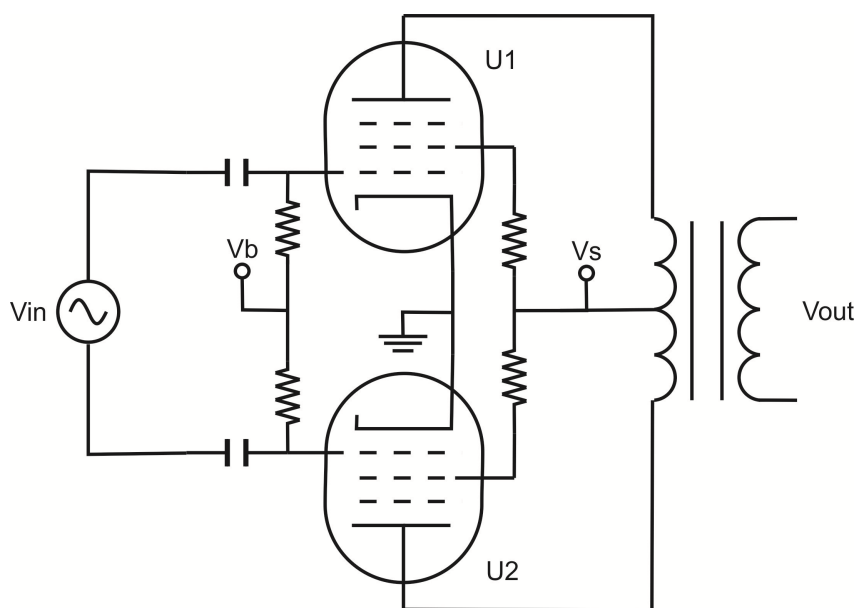


Figura 5.8: Etapa en push-pull.

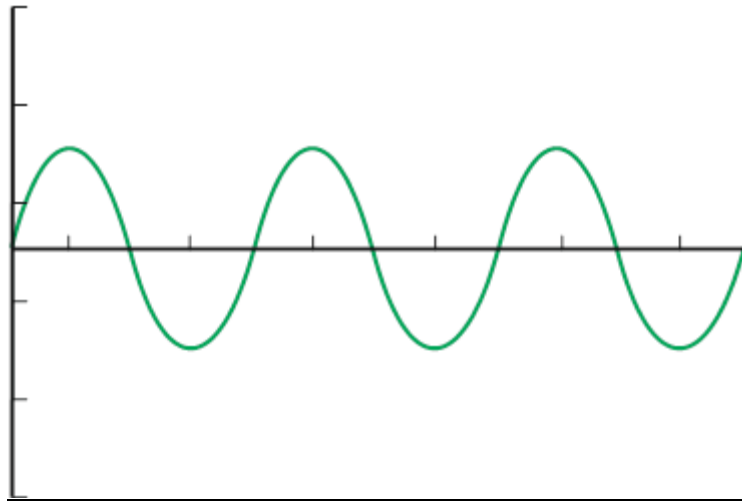


Figura 5.9: Tensión de entrada (V_{in})

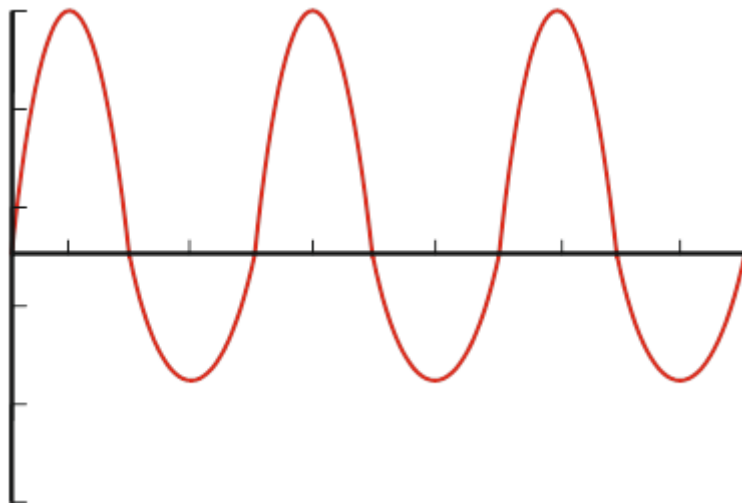


Figura 5.10: Tensión de salida (V_{out})

-Rango dinámico

Otro de los parámetros que se ve afectado en mayor o menor medida debido a las tolerancias en el proceso de fabricación es el rango dinámico. **El rango dinámico** es el margen de amplitud que puede proporcionar una válvula a su salida antes de que se presenten en distorsiones notables en la señal debido a la falta de tensión en la placa. Estas tolerancias son aceptadas en mayor o menor medida en función de que el criterio del control de calidad del fabricante sea más o menos restrictivo. Debido a esto es posible encontrar diferencias en el rango dinámico para un mismo modelo de válvula, que en el caso de las válvulas de potencia (tetrodos de haces dirigidos o pentodos) son mayores debido a su mayor complejidad de construcción, llegando presentar desviaciones de hasta un 25%.

Este recorte o saturación temprana en la mayoría de los casos o aplicaciones es algo indeseable, sin embargo en su uso para amplificadores valvulares de guitarra eléctrica, una saturación temprana provoca que el amplificador “responda antes”, esto es frente a sonidos más tenues o de menor amplitud distorsionando levemente la señal y produciendo un sonido más rico en armónicos, pudiendo esto ser deseable en algunos casos, según el sonido y resultados buscados.

Existen empresas [Tad10] [Rub10] que se dedican en exclusiva a la compra, puesta a prueba y selección de válvulas de vacío por lo que es posible encontrar un mismo modelo de válvula clasificado en dos categorías en función del rango dinámico: *early break-up* o saturación temprana, para válvulas rangos dinámicos más limitados y *late break-up*, que comprenden las válvulas con mayor rango dinámico. La diferencia entre ambas clasificaciones se puede observar en la *Figura 5.12. Tensión de placa: tolerancias en el rango dinámico.*

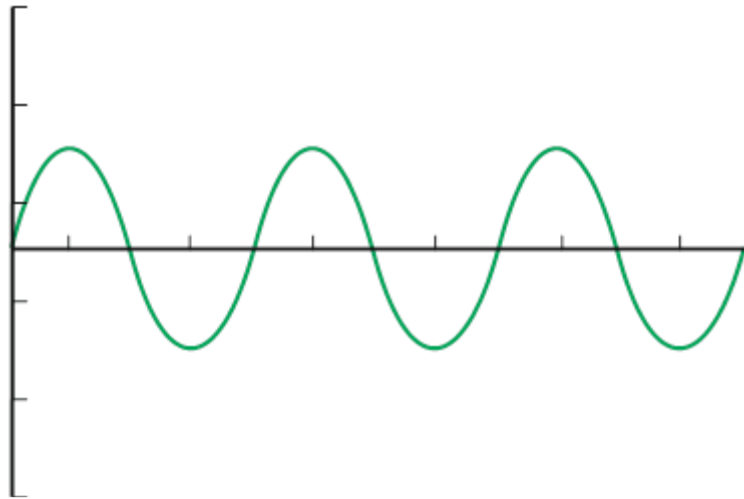


Figura 5.11: Tensión de entrada (V_{in}).

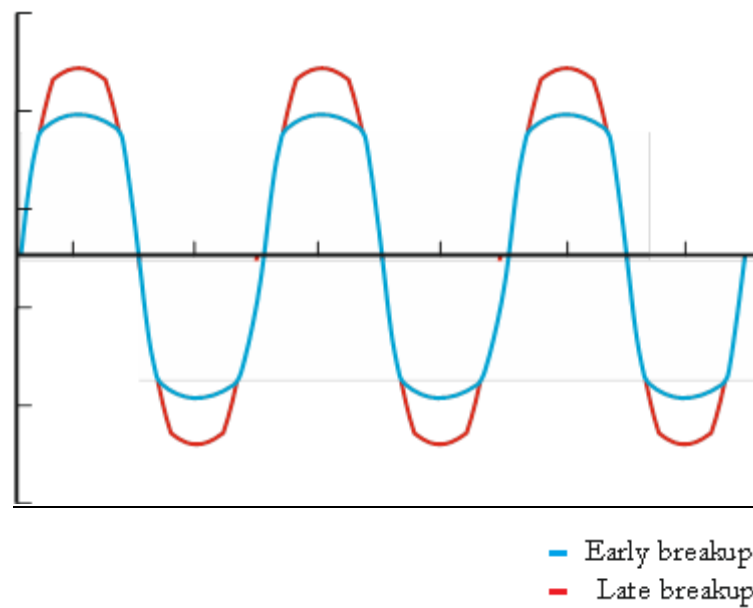


Figura 5.12. Tensión de placa: tolerancias en el rango dinámico.

5.3.1. INTRODUCCIÓN:

Al contrario que en la mayoría de los circuitos electrónicos, la presencia de determinadas distorsiones en un amplificador a válvulas en una proporción adecuada es deseable, modificando la señal de forma que “enriquezca” o modifique el sonido original de la manera buscada, generando un determinado timbre.

Como ya se ha comentado se ha descrito en [0.1.1.Introducción al proyecto] para este tipo de aplicaciones “alta fidelidad” no es necesariamente un sinónimo de “subjetiva calidad del sonido”, y se habla de subjetividad debido a que los gustos y requerimientos del usuario no son una verdad absoluta.

Aun teniendo en cuenta esa subjetividad sí existen unas pautas genéricas a seguir para conseguir sonidos más acertados, por lo cual en la mayoría de los casos se buscan determinados tipos de distorsión que son las que resultan más agradables o “musicales”. Precisamente es este uno de los grandes motivos por lo cual las válvulas de vacío han sobrevivido en el tiempo en diversos tipos de amplificadores de audio, imponiéndose incluso sobre tecnologías posteriores como los transistores o los amplificadores operacionales, los cuales están diseñados para la alta fidelidad.

A continuación se describe cuáles son los tipos de distorsión más comúnmente presentes en un amplificador valvular, su clasificación y el motivo de la búsqueda de determinados tipos de distorsión y cuales deben evitarse.

5.3.2. PRESENCIA DE ARMÓNICOS Y MUSICALIDAD

El contenido en armónicos de una señal perfectamente sinusoidal se reduce únicamente a un armónico en su frecuencia fundamental, pero a medida que ésta es distorsionada aparecen armónicos correspondientes a múltiplos de esta frecuencia, en mayor o menor peso en función del tipo de distorsión existente. Las frecuencias de estos tonos generados corresponden a determinadas notas musicales, las cuales deben cumplir determinadas pautas y relaciones para que en conjunto concluyan en un sonido “afinado” y aceptable.

Estas relaciones o intervalos de frecuencias son lo que se denomina en términos musicales como la “octava” y la “quinta”.

-La octava:

Desde el punto de vista musical la “octava” de una determinada nota es aquella que se encuentra distanciada de ésta de seis tonos, es decir, es el intervalo que comprende ocho notas de la escala musical.

Matemáticamente son aquellas frecuencias que guardan una relación 2^N respecto a la frecuencia de referencia, siendo N el conjunto de números naturales.

Todas las octavas de una determinada nota musical son tonos más agudos correspondientes a esa misma nota de referencia, también llamada “tónica”.

-La quinta:

Desde el punto de vista musical la “quinta” de una determinada nota es aquella que se encuentra distanciada de ésta tres tonos y un semitono, es decir, es el intervalo que comprende cinco notas de la escala musical.

Matemáticamente son aquellas frecuencias que guardan una relación $(3:2)^N$ respecto a la frecuencia de referencia, siendo N el conjunto de números naturales.

-Armónicos impares y armónicos pares: Relaciones musicales.

Tomando como ejemplo una señal de frecuencia 220Hz y sus primeras ocho componentes espectrales, la cual corresponde a frecuencia del tono de la nota musical “LA” sus armónicos aparecerían en las frecuencias mostradas a continuación en la *Tabla 5.1: Armónicos*.

Armónico	Frecuencia	Nota musical
1	220 Hz	LA (Octava)
2	440 Hz	LA (2ª Octava)
3	660 Hz	MI (1ª Quinta)
4	880 Hz	LA (3ª Octava)
5	1100 Hz	DO# (-)
6	1320 Hz	MI (2ª Quinta)
7	1540 Hz	FA#/SOL (-)
8	1760 Hz	LA (4ª Octava)

Tabla 5.1: Armónicos. [San05]

Por tanto, si una señal de frecuencia fundamental 220Hz es distorsionada y su contenido en armónicos comprende tanto armónicos pares como impares, aparecerían frecuencias correspondientes a la nota musical “Do” sostenido y un tono comprendido entre “Fa” sostenido y “Sol”. Estos sonidos se encontrarían por tanto desentonados al no cumplir con las relaciones musicales nombradas, encontrándose fuera de las frecuencias correspondientes a las octavas de “La” o de sus quintas. Por tanto, no toda distorsión introduce un contenido armónico deseable por lo que pueden desembocar en la producción cacofonías desde el punto de vista musical, además de otros efectos no deseables como intermodulación de estas frecuencias que desemboca en otros tonos fuera de escala. [San05]

Observando ahora una señal ideal cuyo contenido en armónicos únicamente se limitara a los armónicos pares se obtendrían el resultado mostrado en la *Tabla 5.2 : Armónicos pares*.

Armónico	Frecuencia	Nota musical
1	220 Hz	LA (1ª Octava)
2	440 Hz	LA (2ª Octava)
4	880 Hz	LA (3ª Octava)
6	1320 Hz	MI (2ª Quinta)
8	1760 Hz	LA (4ª Octava)

Tabla 5.2 : Armónicos pares. [San05]

Como se puede observar, todos estos armónicos pares corresponden o bien a las octavas de la nota fundamental, o a sus quintas.

La quinta, junto a la frecuencia fundamental (y/o sus octavas) conformarían las dos primeras notas de un acorde. Por tanto si ante la entrada de una señal pura correspondiente a un tono musical a la salida se obtiene una señal cuyos armónicos componen su acorde natural, es normal que se perciba un tono más rico y melódico. Es por eso por lo que coloquialmente se hable de amplificadores que “engruesan” o proporcionan “cuerpo” al sonido de la guitarra.

Es posible concluir entonces que **todo armónico par guarda una relación de “octava” o “quinta”** (predominantemente de octava) respecto a la fundamental, por lo cual estos siempre son aceptables desde el punto de vista musical.

También, es importante destacar de la *Tabla 5.1* la excepción de cómo **el tercer armónico guarda una relación de “quinta”** respecto a la frecuencia fundamental, por tanto también es aceptable desde el punto de vista musical

Por tanto siempre que se busque la alteración del sonido original mediante el uso de distorsión, se debe procurar que se trate ser distorsiones generadoras de armónicos predominantemente pares, o de tercer armónico, limitando en la medida de lo posible el peso de los impares de alto orden.

-Distorsiones generadoras de armónicos pares y simetría de la señal.

Al observar cómo cambia el espectro de una señal se puede determinar que un sistema que altera la forma de la onda, mediante escalado o desplazamiento de fase afectando a la onda simétricamente en sus semiciclos positivo y negativo, tan sólo se contemplarán armónicos introducidos de orden impar. Por el contrario si la señal se ve afectada asimétricamente, se puede determinar que su espectro contendrá al menos un armónico par. [Acm04], [Acm00].

Haciendo uso de un programa de análisis de series de Fourier [App01] podemos comprobar con facilidad como esto es cierto. En la *Figura 5.13* a continuación se muestra una señal periódica simétrica (el semiciclo negativo es una imagen especular del positivo) y su espectro, el cual únicamente comprende armónicos impares.

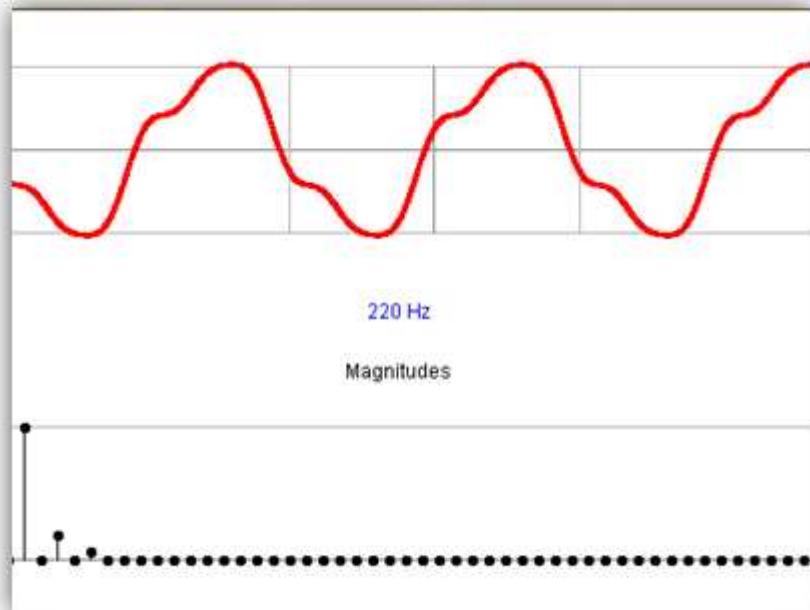


Figura 5.13: Espectro de una señal simétrica [App01]

Nota: La fase correspondiente a los armónicos de la señal no es mostrada en las figuras debido a su poca relevancia desde un punto de vista musical, ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta.

Sin embargo, como ya se ha comentado, el hecho de que un sistema afecte a la señal de forma asimétrica desemboca en la generación de tonos de orden par, tal y como se puede observar en el de la señal resultante en la Figura 5.14 donde el recorte de la señal en el semiciclo positivo desemboca en la aparición del segundo y cuarto armónico.

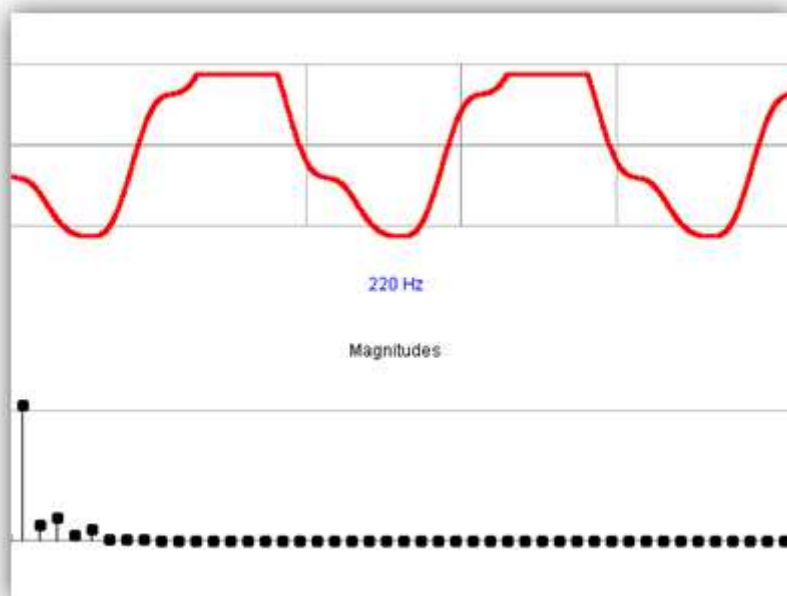


Figura 5.14: Espectro de una señal asimétrica [App01]

Nota: La fase correspondiente a los armónicos de la señal no es mostrada en las figuras debido a su poca relevancia desde un punto de vista musical, ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta.

Por tanto se puede establecer que si el objetivo es la creación de armónicos pares por su mayor musicalidad, deben buscarse distorsiones que afectan a la señal de forma asimétrica.

Ref: [Acm04], [Acm00].

5.3.3. DISTORSIÓN EN TRÍODOS

-Distorsión genérica en tríodos

Las válvulas, debido a su no idealidad generan distorsiones incluso cuando se encuentran en su zona de trabajo lineal. En el caso de los tríodos estas distorsiones presentes son principalmente de segundo armónico, aunque también pueden incluir otros tanto pares como impares de bajo orden y menor peso.

El hecho de la señal adquiera armónicos pares se debe a que ya que la resistencia interna (R_i) del tríodo es función de la corriente de ánodo (I_a), la atenuación en la tensión del placa debida a divisor de tensión formado por R_i y la resistencia de ánodo (R_a) cambia, siendo esta atenuación mayor en un semiciclo de la señal que en el otro. Esta dependencia de la resistencia interna puede observarse fácilmente en la familia de curvas V_a - I_a de un tríodo, donde la concavidad de las curvas refleja su tendencia a generar armónicos pares [Mor03].

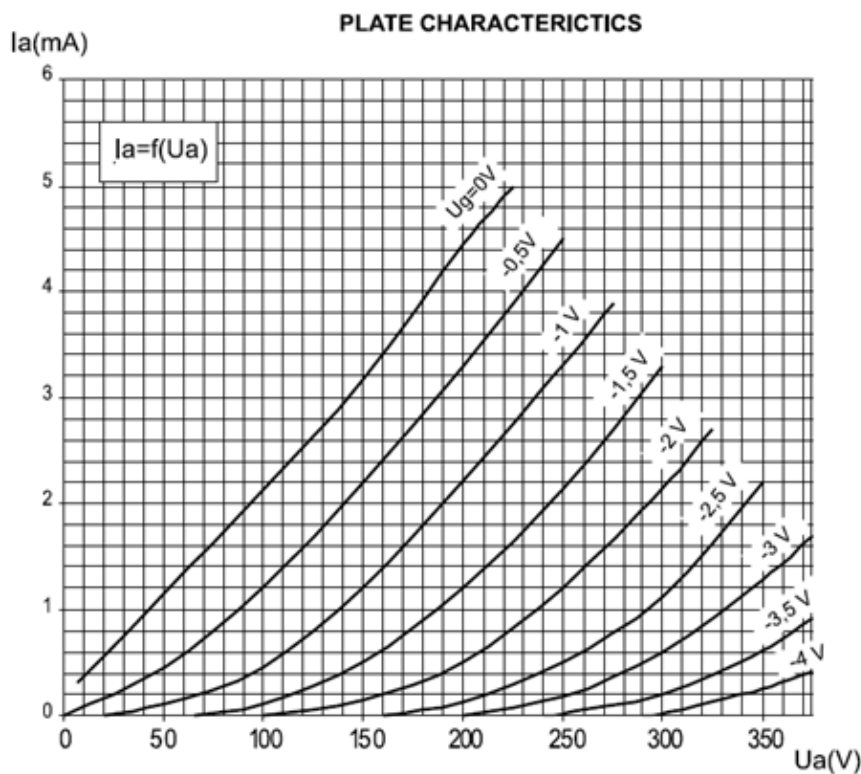


Figura 5.15: Curvas V_a - I_a de un tríodo ECC83.

Este efecto es más notable para tensiones de placa más altas, dónde la no linealidad de estas curvas es más evidente como se puede observar en la *Figura 5.15: Curvas V_a - I_a de un triodo ECC83*.

Este tipo de distorsión siempre está presente en los triodos de vacío, en mayor o menor medida dependiendo del punto de trabajo y es la responsable del tono y el timbre característicos que adquiere una señal de audio en un amplificador valvular. Por tanto se puede decir que se trata de una distorsión que, dentro de unos rangos es deseable ya que la alta fidelidad no es el cometido de los amplificadores a la guitarra eléctrica.

-Distorsión debida a la saturación

Generalmente, en un dispositivo, como podría ser un transistor genérico, a medida que aumenta la amplitud de la señal en la entrada ésta es reproducida a la salida de manera lineal hasta llegar a un umbral, delimitado generalmente por la alimentación, en el cual se produce una saturación de transición brusca, que recorta la señal de forma abrupta, denominado generalmente como *hard-clipping*. Sin embargo, en las válvulas de vacío esta saturación empieza a producirse mucho antes de llegar a ese umbral, para amplitudes menores y se produce distorsionando la señal siguiendo una curva suave en lugar de un recorte rápido. Es por esto que la distorsión producida en las válvulas de vacío debida a este fenómeno se denomina *soft-clipping* [Wik10]. La diferencia entre ambos conceptos puede observarse de forma gráfica en las *Figura 5.16 y Figura 5.17: Soft clipping*.



Figura 5.16: Hard clipping

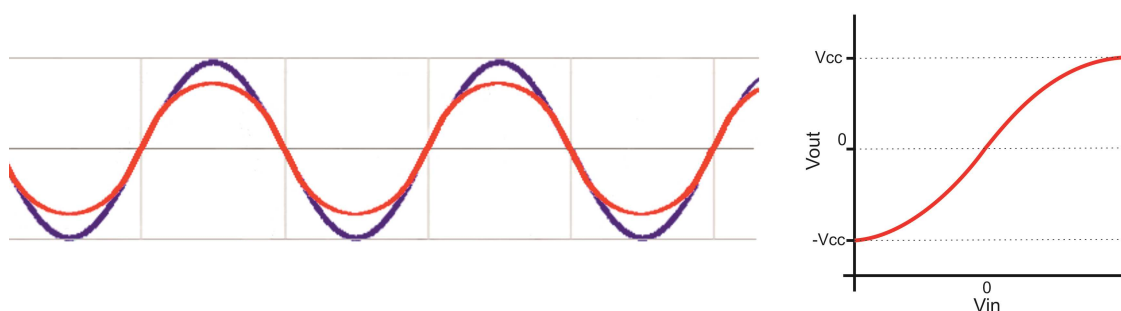


Figura 5.17: Soft clipping

El espectro que generan ambos fenómenos es obviamente distinto. Un recorte brusco como el de la *Figura 5.16* creará un gran número de armónicos impares que se extienden hasta altas frecuencias que tendrán un gran peso en la composición de la señal, no correspondiendo a relaciones musicales deseadas (*Figura 5.19: Espectro "Hard clipping"*).

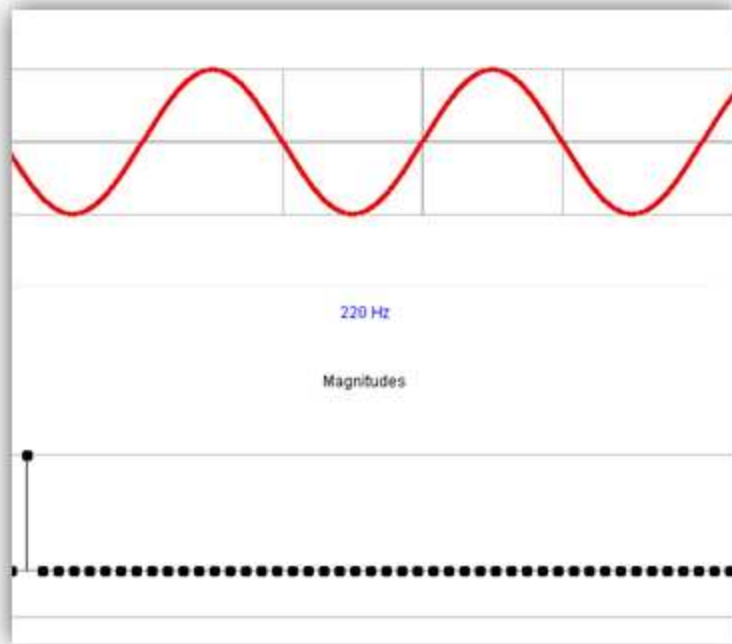


Figura 5.18: Referencia [App01]

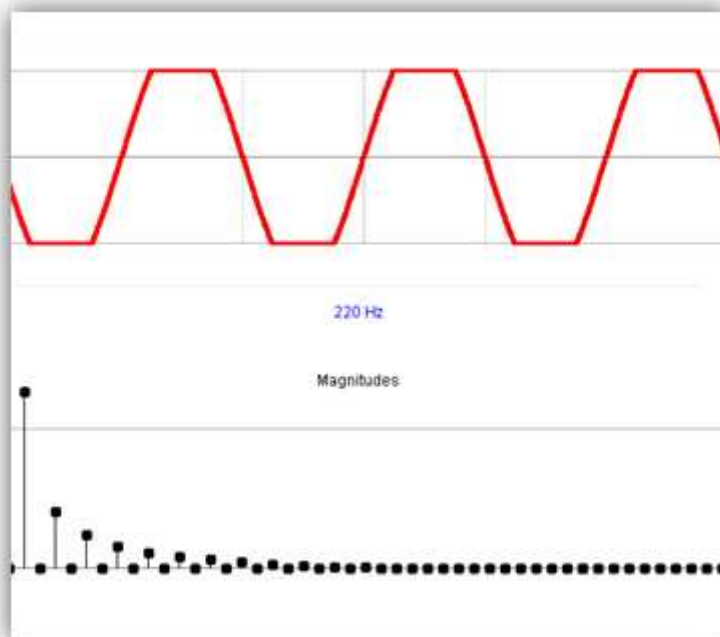


Figura 5.19: Espectro "Hard clipping" [App01]

En cambio, una saturación de compresión de ganancia, como la que ocurre en los equipos valvulares, desemboca en una distorsión suave, los armónicos producidos son de bajo orden, incluso cuando la amplitud de la señal se acerca a la zona de saturación, por tanto los armónicos no deseados que pudiera producirse tendrían un menor peso en el timbre del sonido generado quedando realzados las componentes armónicas buscadas (Figura 5.20: Espectro "Soft clipping").

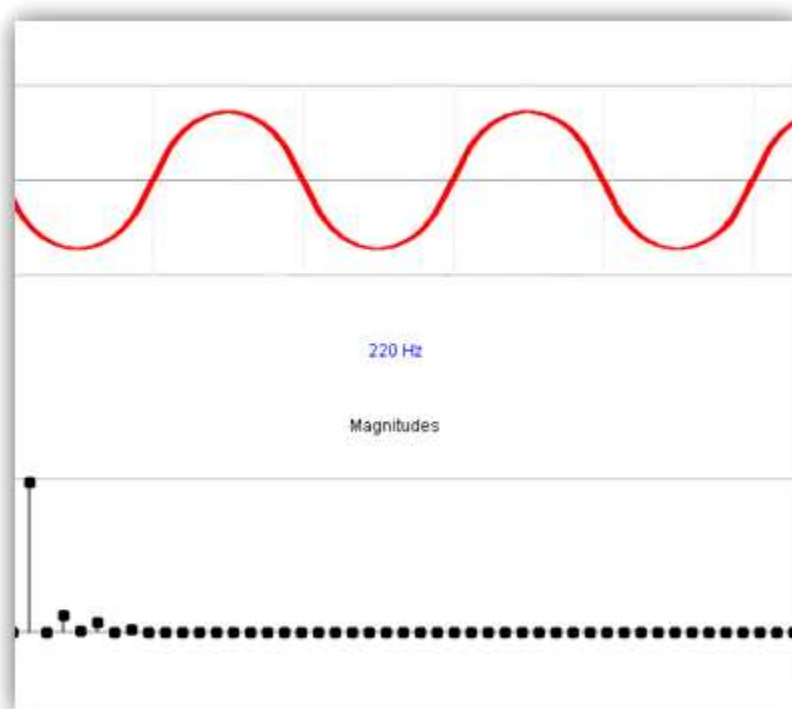


Figura 5.20: Espectro “Soft clipping” [App01]

Nota: La fase correspondiente a los armónicos de la señal no es mostrada en las figuras debido a su poca relevancia desde un punto de vista musical, ya que el oído humano no es sensible a los cambios producidos en ésta.

Ref: [Mor03], [Tub72], [Tub99].

-Distorsión debida a la corriente de rejilla

Ante una entrada alterna de tensión de suficiente amplitud a medida que la tensión V_{gk} (rejilla-cátodo) se aproxima a 0V, una mayor corriente de rejilla comienza a circular ya que la resistencia de entrada de la válvula se reduce dramáticamente. Si la impedancia de salida de la fuente de entrada (R_g) fuese cero, esto no sería un problema, pero lejos de esto, la impedancia de salida de estas etapas la mayoría dista mucho de ser ideal y el divisor de tensión que se forma momentáneamente hace que la señal de entrada caiga y se recorte bruscamente (Figura 5.21: Divisor de tensión formado por impedancias de salida y entrada).

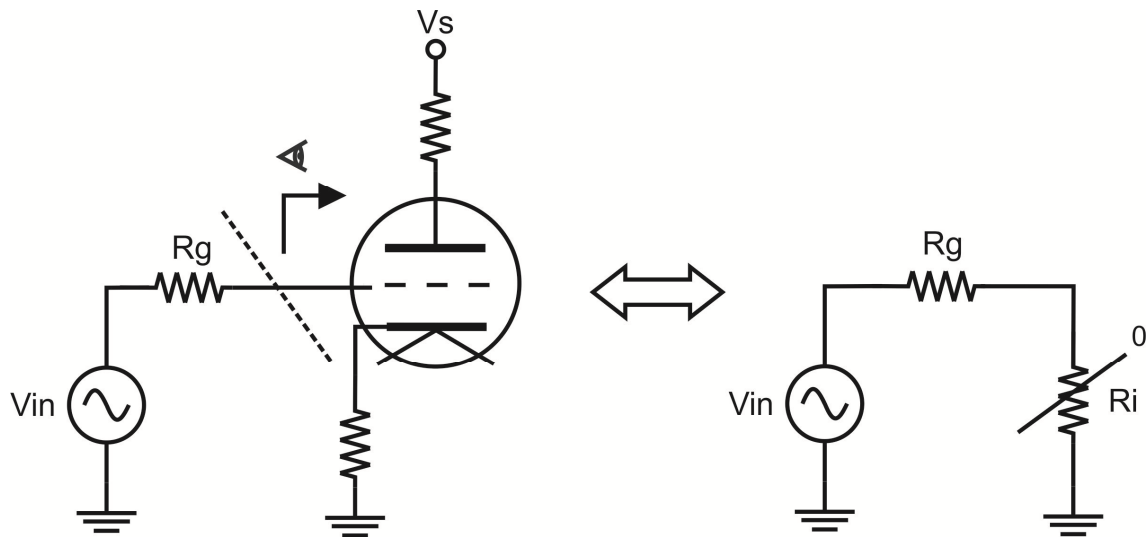


Figura 5.21: Divisor de tensión formado por impedancias de salida y entrada

Un recorte simétrico únicamente generaría armónicos impares, sin embargo la distorsión debida a la falta de tensión V_{gk} afecta tan sólo a los semiciclos positivos de la señal, por tanto también es de esperar que se generen armónicos pares. Desde el tipo de vista musical este tipo de distorsión resulta tan abrupta que es molesta y no deseable al generar armónicos de alto orden los cuales producen un sonido poco definido, coloquialmente definido como “sucio” o “embarrado” al camuflar en exceso el timbre y tono original de la guitarra. En Figura 5.22 [Mor95] es posible observar un ejemplo en el cual una leve distorsión de rejilla (2%) llega a introducir armónicos hasta de veinteavo orden.

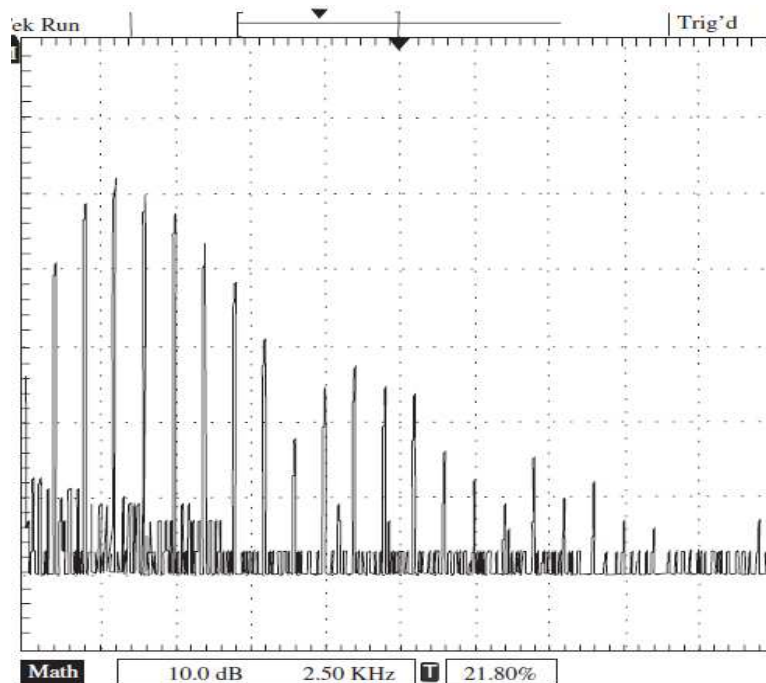


Figura 5.22: Espectro de la señal resultante al someter una senoide de 1Khz a distorsión de rejilla

5.3.4. DISTORSIÓN EN PENTODOS Y TETRODOS DE HACES DIRIGIDOS

-Distorsión genérica en pentodos y tetrodos de haces dirigidos

Al analizar las características del ánodo en un pentodo se puede observar como las curvas que produce son prácticamente horizontales y es posible sacar conclusiones útiles de este hecho.

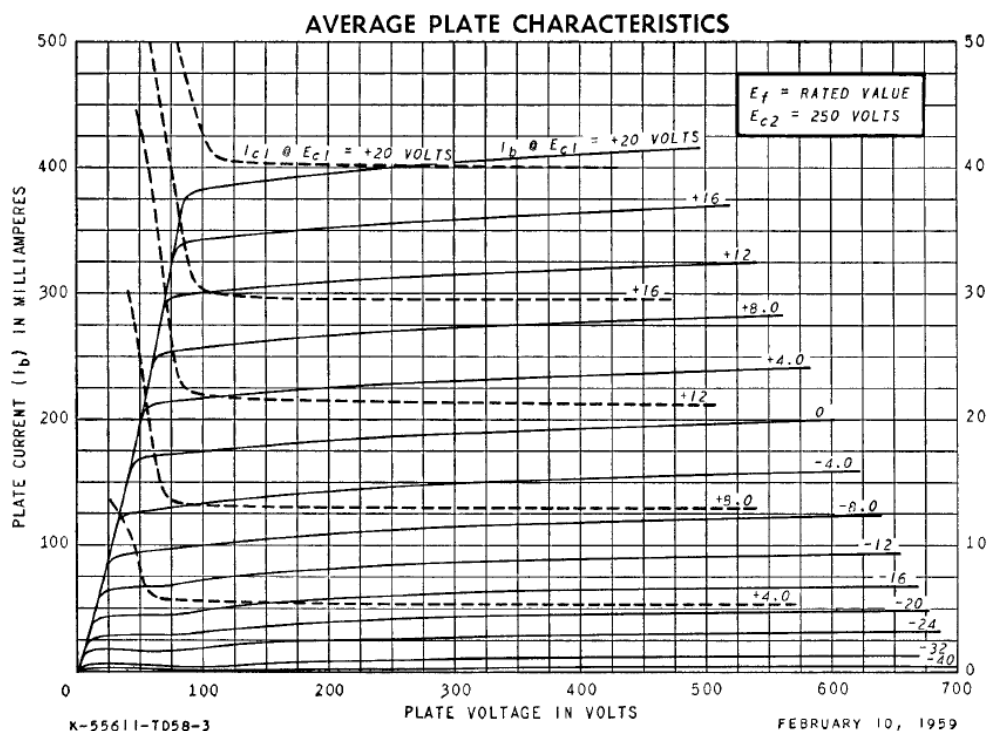


Figura 5.23: Curvas características de un pentodo (6L6GC)

En primer lugar, las características de un pentodo (o un tetrodo de haces dirigidos) son muy similares a las de un transistor bipolar e indican que posee una resistencia interna que es lo suficientemente elevada como para ser considerada infinita para la mayoría de las aplicaciones, pudiéndose considerar la impedancia de salida de un pentodo es por tanto la resistencia de carga en el ánodo R_L .

En segundo lugar, es posible que la tensión de la señal adopte valores menores que en un triodo, más cercanos a 0V al carecer del problema de la distorsión anómala producida por la emisión secundaria del ánodo [5.1.2 .Emisión secundaria] así que de este modo es posible obtener una mayor tensión pico-pico de salida.

En tercer lugar es posible observar que la forma de la curva V_a - I_a es exponencial por tanto:

$$I_a \propto (1 - \exp^{-k \cdot V_a})$$

Descomponiendo esta relación en sucesiones de series de Fourier no sólo determina que un pentodo produce una cantidad significativa de distorsión por armónicos impares, si no que estos se extienden en frecuencia en mayor medida que en el espectro de un triodo [Mor03].

Como ejemplo podemos ver el espectro de un pentodo EL55. El pentodo fue polarizado con una corriente de placa $I_a=50\text{mA}$ con una carga $R_L=4\text{k}\Omega$, y una tensión de alimentación $V_b=410\text{V}$. En estas condiciones la etapa recortaba la señal de salida (*clipping*) para una tensión anódica $V_a\approx 73\text{Vrms}$, por lo que la medición de distorsión se realizó para una salida $V_a\approx 50\text{Vrms}$ (Ver Figura 5.24: Espectro de distorsión de un pentodo E55L) [Mor03].

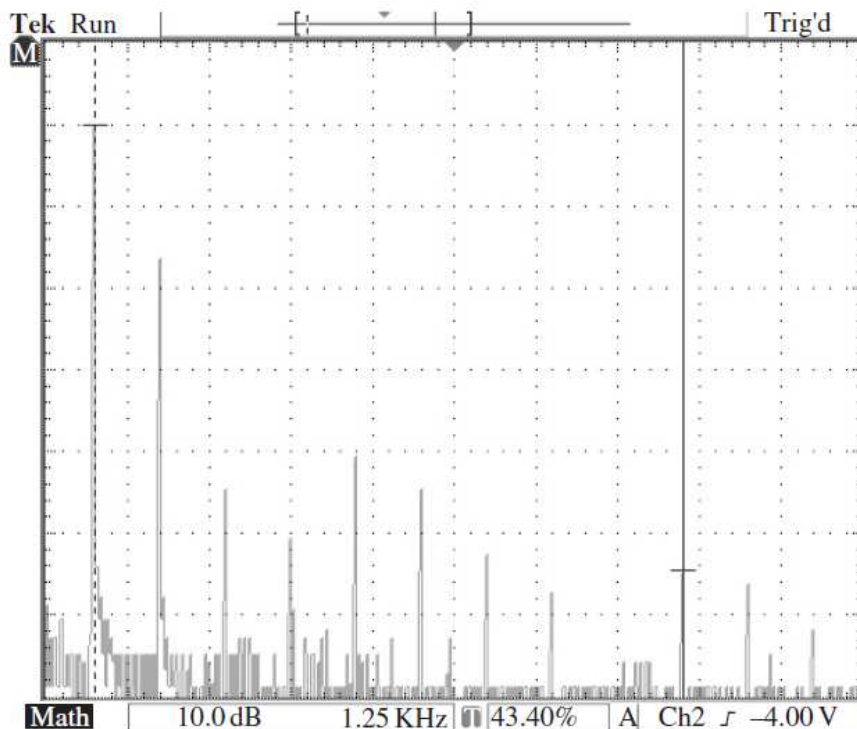


Figura 5.24: Espectro de distorsión de un pentodo E55L

La distorsión armónica total (THD) medida en la etapa fue de un 1.3%, sin embargo hay que destacar que el espectro de distorsión contiene armónicos hasta de doceavo orden.

Este tipo de distorsión es reveladora ya que el oído humano es significativamente más sensible a los armónicos de alto orden ya que, al estar más alejados de la frecuencia fundamental son más fácilmente distinguibles de ésta. Este problema es más detectable si cabe debido al predominio de armónicos impares presentes en este tipo de distorsión, ya que estos son musicalmente discordantes respecto al fundamental, a excepción del tercer armónico. Por tanto la distorsión generada en este tipo de dispositivos debe ser controlada en mayor medida que por ejemplo la producida en una etapa formada por tríodos, ya que para una misma distorsión armónica total el efecto indeseado es subjetivamente más notable.

Generalmente los pentodos son utilizados en etapas de potencia de tipo *push-pull*, donde trabajan una pareja o más de pentodos apareados, por tanto, idealmente un pentodo cancela la distorsión producida por su pareja. Además este tipo de etapas suele estar realimentadas negativamente, lo cual reduce las distorsiones no lineales presentes en la etapa.

5.3.5. CONCLUSIONES SOBRE LA DISTORSIÓN

Teniendo en cuenta los criterios de distorsión y musicalidad comentados en los apartados anteriores y basándose en esos conceptos es posible concluir:

- **Es necesario buscar distorsiones generadoras de armónicos pares:** siendo estas las que realizan modificaciones de ganancia, escalado o desplazamiento de fase de forma asimétrica. Claros ejemplos de estas distorsiones son las producidas por el balanceo de grandes amplitudes de señal en la tensión de placa de una válvula que trabaja en zona lineal (compresión de ganancia) o en saturación (compresión de ganancia y recorte de la señal sus semiciclos positivos)
- **La generación de armónicos impares no es el objetivo de este tipo de amplificadores:** debido a que estos no guardan una correlación musical válida respecto a la frecuencia fundamental de la señal original, lo cual desemboca en sonidos “fuera de armonía” o “desafinados”. Según esto es necesario que se evite por ejemplo las distorsiones presentes en los pentodos de potencia, sobre los cuales se procurará maximizar la linealidad. **Una excepción a esta norma es el tercer armónico**, el cual si guarda una relación musical de quinta respecto a la fundamental.
- **Se debe procurar minimizar la presencia de armónicos de alto orden:** especialmente de los impares. La introducción de grandes cantidades de armónicos de alto orden “camufla” en exceso el sonido original del instrumento, restando peso a las frecuencias fundamentales producidas por este., desembocando en sonidos poco definidos y “artificiales”. Este efecto es particularmente nocivo en el caso de los armónicos impares, donde las señales generadas se encuentran desentonadas.

Por tanto el diseño de un amplificador valvular de guitarra eléctrica debe ir encaminado a la generación de distorsiones con presencia de armónicos pares, principalmente de segundo armónico. Distorsiones que combinen armónicos pares y tercer armónico son igualmente aceptadas, la cual presentará un resultado tímbrico obviamente distinto al de una distorsión de componentes predominantes pares. En un sistema valvular real, es de esperar la presencia de todo tipo de armónicos, sin embargo es deseable que sean aquellos que cumplan las pautas descritas anteriormente los responsables en gran parte del peso total de la distorsión.

Estas son las pautas son generales seguidas en el diseño clásico de amplificadores de guitarra eléctrica y el diseño objeto de este documento. Sin embargo es necesario nuevamente recalcar la fuerte componente subjetiva de cada individuo respecto a la consideración de un resultado sonoro, debido a que no se puede hablar de una verdad absoluta respecto a los requerimientos concretos deseados por cada usuario.

ANEXO II: LOS COMPONENTES EN EL AMPLIFICADOR DE AUDIO

6.1. RESISTENCIAS

6.1.1. INTRODUCCIÓN

En los siguientes apartados se describen los procesos de fabricación de los tipos de resistencia más comunes, las posibles fuentes de ruido no térmico y efectos parásitos derivados de éstos y de su propia estructura.

6.1.2. RESISTENCIAS DE PELÍCULA METÁLICA

El proceso de fabricación de este tipo de resistencias comienza con un núcleo cerámico en forma de cilindro sobre el cual es depositada una fina película de material resistivo al precipitar sobre él vapor de aleaciones, generalmente de níquel-cromo, en una cámara de vacío. Un exceso de rugosidad en este núcleo provoca variaciones en el grosor de la capa resistiva e irregularidades en su superficie lo cual causa micro-discontinuidades debido al bajo índice de coordinación de las estructuras existentes en la superficie, dificultando la homogeneidad de la conducción y causando por tanto ruido eléctrico.

Esto es controlable hasta cierto punto dentro del entorno industrial, seleccionando los materiales adecuados y evitando la contaminación superficial del núcleo, sin embargo es un problema siempre presente en mayor o menor medida.

Al ser un problema producido en la superficie del material, es de esperar que éste tenga mayor peso cuánto más fina sea la película del material depositado, ya que, al crecer este espesor aumenta la sección relativa del interior del material resistivo (dónde las estructuras son cerradas y existe un mayor índice de coordinación) respecto a la superficial.

Una vez depositada la película resistiva son fijados las tapas a ambos lados de la resistencia, sobre los que más tarde, una vez terminado el proceso serán soldados los terminales. Estas tapas deben unirse a la película resistiva de tal forma que no queden tan apretadas como para dañar ni tan sueltas como para generar capacidades parásitas significativas o producir un mal contacto.

Generalmente, la resistencia obtenida con este método de fabricación es de un valor óhmico muy bajo, por tanto para incrementar éste se graba sobre ella una espiral o hélice desde una tapa hasta la opuesta para alargar el camino eléctrico y al mismo tiempo hacerlo más estrecho (*Figura 6.1 Grabado de la película resistiva*). El primer efecto adverso de la película en espiral obtenida es lógicamente el incremento de la inductancia parásita de la resistencia, sin embargo ésta suele ser suficientemente pequeña como para ser despreciable en la mayoría de las situaciones, al menos para frecuencias de audio. [Tip10]

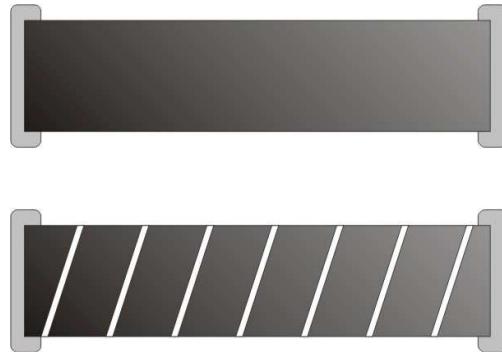


Figura 6.1 Grabado de la película resistiva

Al mismo tiempo que el valor de la resistencia aumenta, también lo hace el ruido asociado a la superficie del material, ya que se hace más significativo al disminuir el valor total de la sección de la película resistiva, y además este mismo efecto es producido en los cortes de la película debido a las irregularidades a pequeña escala en éstos. Este ruido es particularmente notable en las resistencias de baja potencia debido a su menor tamaño físico y sección.

Las resistencias tienen también un valor máximo de voltaje, el cual es independiente de su potencia nominal, que está determinado por el espacio existente entre las distintas vueltas de la hélice que forma la película. Según aumenta la tensión en este espacio, aumenta la posibilidad de que se produzcan conducciones intermitentes entre estas debido a las imperfecciones existentes en el corte, generando ruido eléctrico y, llevándolo a condiciones extremas dañando permanentemente el componente. Por lo tanto, para minimizar el ruido en las este tipo de resistencias se ha de procurar minimizar la tensión que soportan (o sobredimensionar éstas en tensión máxima). Por lo general, resistencias de mayor potencia soportan una mayor tensión y presentan un menor índice de ruido, cuyo valor típico se procurará que no supere los $0.1\mu\text{V/V}$ (-140 dB). [Mor03]

6.1.3. RESISTENCIAS DE PELÍCULA DE CARBONO

El proceso de fabricación de las de película de carbono es similar al descrito en el apartado anterior para las resistencias de película metálica pero generalmente no se obtiene un resultado óptimo en la uniformidad de la película lo cual desemboca en un mayor nivel de ruido. Esto, sumado a su mayor dependencia con la temperatura hace que este tipo de resistencias no sean generalmente óptimas para el diseño de éste tipo de amplificadores. Sin embargo el bajo valor inductivo que presentan justifica su uso en algunas posiciones concretas del amplificador, como puede ser su uso como “*grid-stopper*” (sobre todo en válvulas de alta transconductancia) posición en la cual forman, junto capacidad parásita de entrada de la válvula un filtro de paso bajo situado en altas frecuencias. Esto evita que posibles interferencias en la señal sean amplificadas, además de atenuar el efecto Miller implícito en las válvulas por la su capacidad parásita interna. (ver *Figura 6.2*)

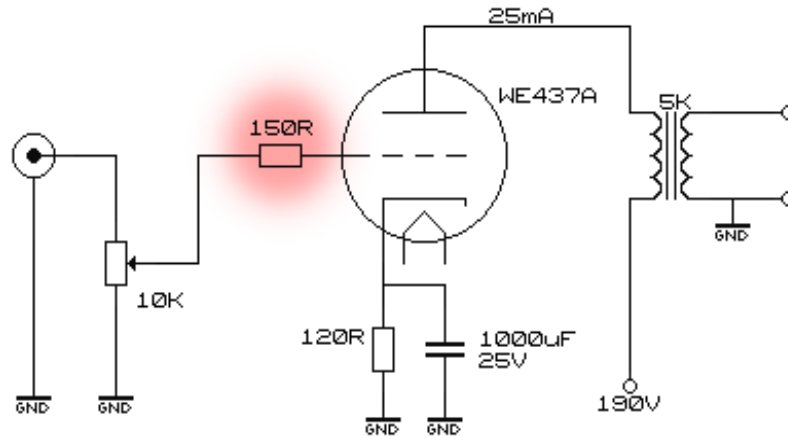


Figura 6.2: Ejemplo en el cual la resistencia señalada desempeña la función de “grid-stopper”

Ref: [Tip10], [Mor95], [Hug10].

6.1.4. RESISTENCIAS BOBINADAS

Generalmente están diseñadas para disipar altas potencias (son comunes hasta los 50W aunque pueden encontrarse hasta de 1KW), teniendo un valor máximo típico de 100KΩ.

De nuevo el proceso comienza con un núcleo cerámico, pero ésta vez el elemento resistivo, en forma de cable o cinta es bobinado a través del núcleo y soldado a las tapas. Posteriormente son recubiertas para protegerlas y evitar el movimiento de las distintas vueltas que forman la resistencia.

A diferencia de lo que ocurre en las resistencias de película metálica y en especial de las de película de carbono, las imperfecciones superficiales representan una proporción muy pequeña de la sección del cable o cinta resistiva y por tanto el ruido asociado a este fenómeno puede considerarse a efectos prácticos como inexistente. Este tipo de resistencias es por tanto ideal como resistencias de carga en los ánodos del amplificador, ya que suelen presentar un mayor índice de disipación de potencia, sin embargo hay que considerar la fuerte inductancia parásita presente debido a su estructura bobinada. En términos físicos podría determinarse la relación entre la inductancia y la resistencia del siguiente modo:

La resistencia del conductor es: (ec: 29)

$$R = \frac{\rho l}{A}$$

ρ : resistividad del conductor

l : Longitud del conductor

A: área de la sección del conductor

Siendo A:

$$A = \frac{\pi d^2}{4}$$

d: Diámetro del conductor

Para abaratar costes en la fabricación, las resistencias son bobinadas en una serie de núcleos de tamaños estándar y para asegurar una disipación eficiente del calor al entorno y reducir la posibilidad de puntos calientes el núcleo es cubierto por completo por el material resistivo, pudiendo considerar despreciable el espacio entre las distintas vueltas de cableado. Por tanto, el número de vueltas de material resistivo para cubrir por completo un núcleo de longitud X será:

$$n = \frac{x}{d}$$

x : Longitud del núcleo
 n : Número de vueltas
 d : Diámetro del conductor

Y la longitud del cable resistivo:

$$l = \pi D n = \frac{\pi x D}{d} \quad D: \text{Diámetro del núcleo.}$$

Sustituyendo en la ecuación (ec: 11) de la resistencia del conductor:

$$R = \frac{4\rho x D}{d^3}$$

Simplificando, se observa la proporcionalidad respecto al diámetro del conductor.

$$R \approx \frac{1}{d^3}$$

Por otro lado tenemos la ecuación del modelo de la inductancia de la bobina:

$$L = \frac{\mu_0 n^2 D}{x}$$

La inductancia es proporcional a n^2 , y n proporcional a $1/d$ por tanto:

$$L \approx \frac{1}{d^2}$$

Relacionando el valor relativo de L frente a R :

$$\frac{L}{R} \approx \frac{\frac{1}{d^2}}{\frac{1}{d^3}} \approx d$$

Este resultado es significativo ya que nos muestra que para un mismo tipo de resistencia, a igualdad de dimensiones de núcleo cerámico, la relación L/R aumenta a medida que aumenta la sección del conductor, luego sería de esperar que en las resistencias bobinadas de bajo valor óhmico es donde este efecto es más patente. Esta teoría fue probada por Morgan Jones en el año 2003 mediante un analizador de componentes, el cual produjo los siguientes modelos equivalentes para varios valores de resistencias (*Figura 6.3: Modelos equivalentes de resistencias bobinadas*) [Mor03]

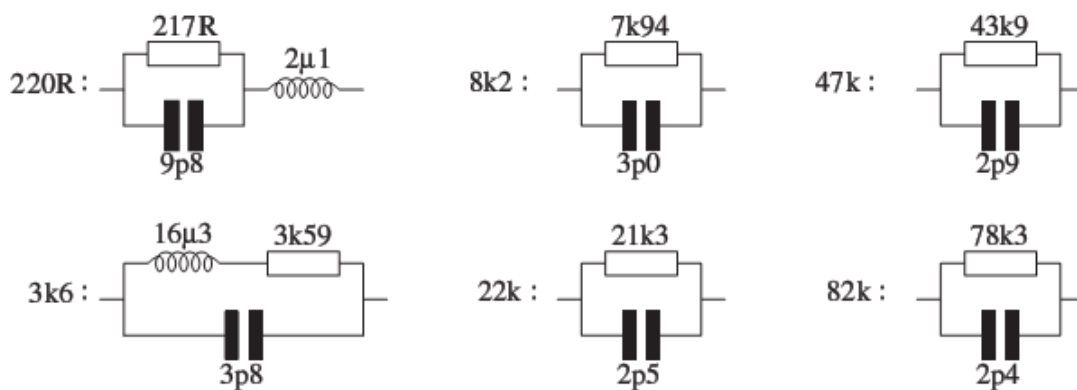


Figura 6.3: Modelos equivalentes de resistencias bobinadas

Como se puede observar, sólo los valores más bajos de resistencia poseen una inductancia significativa. Además de los modelos derivativos, cada resistencia fue barrida en frecuencia desde los 100Hz hasta 100Khz y se analizó su desfase respecto a una resistencia ideal, y sólo la resistencia de 220Ω mostró una desviación medible (2°), por lo cual se puede concluir que para valores altos de resistencias bobinadas el efecto parásito inductivo es poco significativo, al menos para frecuencias de audio.

Además, las resistencias de ánodo en una etapa de válvulas, que son las que requieren una mayor disipación de potencia, suelen ser >10KΩ, por tanto el uso de esas resistencias en esa posición nos combina las ventajas de alta disipación de potencia, bajo ruido y efecto inductivo aceptable.

6.1.5. SELECCIÓN DE COMPONENTES

Según las cualidades anteriormente descritas se ha determinado que el criterio de selección para las resistencias a utilizar serán:

- Por defecto, a menos que se especifiquen requerimientos mayores todas las resistencias serán de 1W de potencia. El motivo de este sobredimensionamiento será reducir la presencia de los ruidos inherentes a los procesos de fabricación anteriormente descritos, y en especial en la parte de señal.

- Por defecto, a menos que se especifique lo contrario para posiciones concretas las resistencias a utilizar serán resistencias de película metálica
- Se cuidará las tensiones de trabajo máximas de las resistencias y éstas serán sobredimensionadas en tensión máxima de trabajo en un rango razonable y en la medida de lo posible. Por defecto, a menos que se especifiquen requerimientos mayores para funciones o posiciones concretas dentro del amplificador la tensión nominal máxima de trabajo de las resistencias será de 350V.

Según la descripción de estos criterios las resistencias a utilizar pertenecerán a la familia PR01 del fabricante Vishay®, cuyas principales especificaciones son:

- Resistencia de película metálica.
- Tolerancia $\leq 5\%$.
- 1W de disipación de potencia nominal (0,6W @ $R < 1\Omega$).
- Tensión máxima de trabajo hasta 350V.
- Coeficiente de temperatura $\leq 250\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- Comprometido a la normativa RoHS.

-Resistencias de ánodo o placa:

Se seleccionaran resistencias de potencia bobinadas. En caso de no disponer de este tipo de componentes para tan alto valor óhmico y baja potencia (100K y 220K) se montaran resistencias de película metálica sobredimensionadas en tensión y potencia de la familia PR03 de Vishay®.

- Resistencia de película metálica.
- Tolerancia $\leq 5\%$.
- 3W de disipación de potencia nominal (1,6W @ $R < 1\Omega$).
- Tensión máxima de trabajo hasta 750V.
- Coeficiente de temperatura $\leq 250\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- Comprometido a la normativa RoHS.

-Resistencias “grid-stoppers”:

Para las resistencias que ocupan la posición de *grid-stoppers* se utilizaran resistencias convencionales de película de carbono sobredimensionadas en potencia (mínimo de 1W) debido a su baja capacidad e inductancias parásitas.

-Otras resistencias de potencia:

Para el resto de resistencias de consideraciones especiales en potencia tales como las resistencias de pantalla en los pentodos de potencia, divisores de tensión en la fuente de alimentación y resistencias de cátodo para la estabilización y medición del bias, se utilizaran resistencias en función de la potencia máxima de trabajo especificada:

- Resistencias de película metálica serie PR03 de la casa Vishay® (para potencias de trabajo máximas hasta 3W).
- Resistencias bobinadas de la serie AC05 de Vishay® o similar (para potencias de trabajo hasta 5W)

6.2.1. INTRODUCCIÓN

En los siguientes apartados se describen los procesos de fabricación distintos tipos de condensador más comunes, los efectos sobre la señal que derivan de éstos, y la selección final de los condensadores en función de la posición que ocuparán en el proyecto. Este estudio no comprende los condensadores electrolíticos debido a que su uso en la parte de señal en un amplificador de audio es infrecuente y desaconsejable debido a su polaridad y no idealidad, y su uso debe limitarse en la medida de lo posible al filtrado en las fuentes de alimentación.

6.2.2. CONDENSADORES DE PLANOS-PARALELOS

En los condensadores plano-paralelos existen diversos factores que determinan la capacidad final del mismo, siendo éstos la distancia existente entre planos, el área total enfrentada y la permitividad eléctrica del material dieléctrico que ocupa el espacio entre ellos, quedando por tanto determinada por la siguiente ecuación:

$$C = \frac{A \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{d}$$

A: Área enfrentada de las placas.

d: Distancia entre placas.

ϵ_0 : Permitividad del vacío.

ϵ_r : Permitividad relativa del dieléctrico.

Como se puede observar, para un mismo tipo de dieléctrico una forma obvia de aumentar la capacidad es reducir la distancia existente entre las placas, por lo que la mayoría de los métodos de fabricación tienden a intentar reducir esta distancia tanto como sea posible, situándose en torno a los 5µm en los condensadores comerciales típicos, sin embargo esto no suele ser suficiente para conseguir capacidades significativas, por lo que el diseño suele añadir más planos conductivos formando un pila (*stack*) como se puede observar en la *Figura 6.4: Sección transversal de un condensador plano-paralelo genérico*.

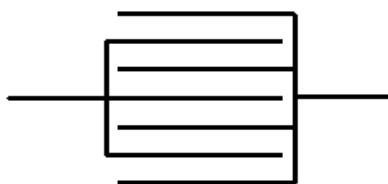


Figura 6.4: Sección transversal de un condensador plano-paralelo genérico.

Mediante este método de construcción se consigue por tanto aumentar considerablemente la capacidad total de condensador al crear el equivalente a una red de condensadores en paralelo. Este método de construcción es usado por ejemplo en los condensadores de plata-mica y de película de metálica o plástica.

6.2.3. DIELÉCTRICOS

Otra forma de aumentar la capacidad del condensador resultante, es la inserción de un material dieléctrico entre los planos que conforman el condensador, de tal forma que para un tamaño de condensador determinado se consiguen capacidades mayores. Desafortunadamente, al aumentar la permitividad relativa del dieléctrico (ϵ_r) se incrementa la capacidad a expensas de otros parámetros como pueden ser la fuerza del dieléctrico (*dielectric strength*) y las pérdidas (*dielectric loss*).

La fuerza del dieléctrico hace referencia la máxima intensidad de campo eléctrico, medido en voltios por metro, que puede ser aplicado al dieléctrico antes de alcanzar el punto de ruptura y entrada en conducción y las pérdidas determinan cuánto se acerca el dieléctrico a un aislante perfecto frente a un voltaje por debajo de ese punto de ruptura dieléctrica. Una manera de especificar estas pérdidas es mediante la corriente de fuga que circula por el dieléctrico cuando es aplicado el máximo voltaje soportado por el condensador, estas pérdidas generalmente tienen distinta magnitud frente a corriente continua o alterna por eso suelen denominar en términos de $\tan \delta$ (factor disipación o de pérdidas dieléctricas), que mide la relación existente entre el componente resistivo del condensador ante el componente reactivo a una determinada frecuencia a frecuencias.

Por normal general, estas pérdidas son mayores en los condensadores de tipo electrolíticos, y ese es uno de los motivos por el cual se debe evitar en la medida que sea posible este tipo de condensadores en las partes de señal de audio en un amplificador, ya que las corrientes de fuga existentes contribuyen a aumentar el nivel de ruido de fondo existente.

También, los elementos terminales tienen una inductancia parásita y a menos que se tomen medidas en la fabricación las placas también pueden presentar éste fenómeno, por tanto un esquema equivalente para un condensador real podría ser el que se observa en la imagen a continuación (Figura 6.5: Esquema equivalente de un condensador real)

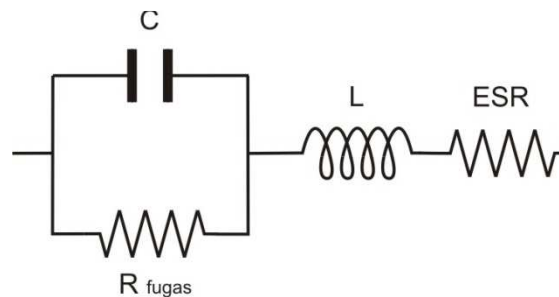


Figura 6.5: Esquema equivalente de un condensador real

Tanto la resistencia de las placas como la de los terminales pueden agruparse en un único término normalmente denominado ESR (*effective series resistance*) y la resistencia de fuga representa las pérdidas en el dieléctrico.

Como se puede observar, se está trabajando por tanto con un circuito resonante. Muchas veces esa frecuencia de resonancia es especificada por el fabricante, especialmente cuando se trata de condensadores electrolíticos.

Ref: [Hug10] , [Mor03]

-Dieléctricos: Absorción dieléctrica

Otra característica muy importante a tener en cuenta de los condensadores, especialmente en los que son colocados en las partes de señal es el fenómeno de la absorción dieléctrica (*dielectric absorption*).

La mayoría de los condensadores están conformados por un conjunto de capacidades colocadas en paralelo, por lo que se puede aproximar su funcionamiento al de una red de condensadores separados por resistencias que se extiende tal y como indica la *Figura 6.6: Modelo de absorción dieléctrica*

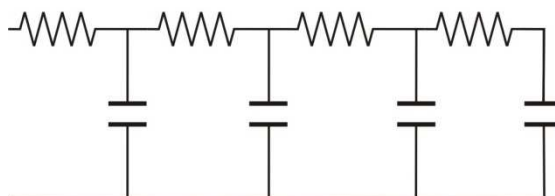


Figura 6.6: Modelo de absorción dieléctrica

Si se carga un condensador mientras se monitoriza el voltaje en sus terminales con un voltímetro con infinita resistencia de entrada, y después éste es descargado rápidamente mediante un cortocircuito se esperaría que el voltaje se mantuviera en 0V, sin embargo se observa en realidad que el voltaje se eleva por encima de 0V en el momento que se retira el cortocircuito. Esto se debe a que sólo se han descargado completamente los condensadores que se encuentran más próximos a los terminales dónde es aplicado el cortocircuito, pero el resto de condensadores son, en cierto modo aislados por las resistencias en serie y por tanto existe en ellos un voltaje remanente. Al retirar el cortocircuito se permite que estos condensadores que aún conservan parte de carga se descarguen sobre los condensadores más próximos a los terminales, aumentando por tanto la tensión que se observa en éstos. Este fenómeno de absorción dieléctrica es más pronunciado cuanto mayor su ángulo de pérdidas “ δ ”.

Debido a que el dieléctrico no restituye todas las cargas creadas por el campo eléctrico, ante señales de audio, las cuales se pueden considerar un conjunto de transitorios, se producen ciertas distorsiones, que en la gran mayoría de los casos (como pueden ser amplificadores de alta fidelidad) no son deseables, es por eso que este efecto puede hacer que un determinado tipo de condensador “suene” de una forma u otra, coloreando la señal. Hay que dejar claro que la gran mayoría de los casos el efecto es imperceptible para el oído humano (la absorción dieléctrica es de hasta un 10% en algunos condensadores de aluminio, del 2 % en condensadores de papel y de tántalo, mientras que en los de poliestireno, polipropileno y teflón, no llega al 0,02 %).

Prever un sonido o el tono que creará una determinada distorsión en este aspecto es una tarea difícil, por lo que generalmente se hace de forma experimental, y es por eso que determinadas marcas y modelos de condensadores son buscados por los aficionados a la construcción de ese tipo de amplificadores, como pueden ser los Orange Drop® (de los que se dice que tienen un sonido más “redondo” en amplificadores de alta ganancia), los Mullar Mustard® (aconsejados para amplificadores tipo *vintage* con un sonido más afilado), los Mallory®, etc. Sin embargo en la mayoría de los casos éstos condensadores a los que se atribuye tanta riqueza tonal suelen estar contruidos con dieléctricos de poliéster o polipropileno, los cuales muestran los valores más bajos de distorsión por absorción dieléctrica, y es por eso por lo que son montados por los fabricantes en la mayoría de amplificadores valvulares de guitarra de alta gama, por su neutralidad y alta fidelidad, “suenan mejor” no por como modifican una señal a su paso, si no por como la mantienen sin alteraciones, contradiciendo por tanto el mito existente sobre este tipo de condensadores. [Mor03]

-Dieléctricos: Clasificación:

Según su construcción y tipo de dieléctrico los condensadores se pueden clasificar en función de su capacidad de la siguiente forma (ver

Figura 6.7: Clasificación de condensadores según su capacidad)

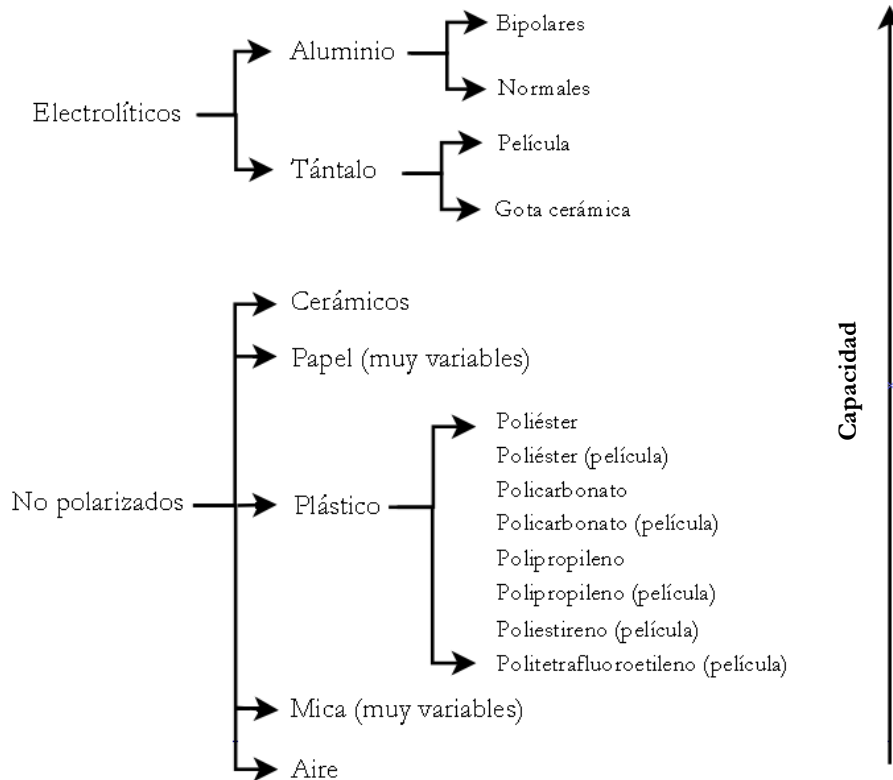


Figura 6.7: Clasificación de condensadores según su capacidad [Mor03]

A continuación se desarrolla en profundidad los pros y contras de los tipos de condensadores más relevantes para la construcción de amplificadores de audio en general y de guitarra eléctrica.

6.2.4. CONDENSADORES DE PELÍCULA DE PLÁSTICO Y PLACA LAMINAR

Éste tipo de condensadores son los más relevantes a la hora de construir amplificadores a válvulas, y son usados principalmente como condensadores de desacoplo de etapas y en filtros de precisión.

Los condensadores de película de plástico están contruidos mediante el uso de cuatro a seis láminas alternativas de dieléctrico y material conductor, las cuales son posteriormente enrolladas formando un cilindro. A ambos extremos del cilindro se les pulveriza una capa de zinc para unir todas las placas que conforman la espiral (lo cual reduce drásticamente la inductancia parásita) y posteriormente es en esos extremos donde son soldados los terminales.

El comportamiento de estos condensadores es bastante próximo al comportamiento teórico perfecto así que sus imperfecciones normalmente son únicamente descritas en términos de su factor de pérdidas " $\tan \delta$ " o ángulo de pérdidas " δ " existiendo una fuerte relación entre la subjetiva calidad del sonido obtenida y estos parámetros, considerando como más deseables los que presentan un menor " δ " y por tanto una menor absorción dieléctrica.

Algunos materiales plásticos son polares, lo cual no significa que se dañen en presencia de tensiones continuas inversas, si no que a un nivel molecular dentro del dieléctrico existen dipolos permanentemente cargados, similares a los dipolos permanentes en un material magnético. Bajo la influencia de un campo eléctrico externo los dipolos tienen a alinearse con el mismo por tanto cuando aplicamos un campo eléctrico alterno hay energía que es absorbida ciclo a ciclo al alinear los dipolos en un sentido y posteriormente en el contrario, lo cual puede repercutir en unas pérdidas que se incrementan con la frecuencia. Sin embargo hay un valor de frecuencia a partir del cual ya no es posible que los dipolos dispongan de tiempo suficiente para alinearse, por lo cual estas pérdidas comienzan a disminuir.

Hablando de señales de audio, a medida que disminuimos la frecuencia este efecto comienza a mostrarse en las frecuencias medias (de 256 Hz a 2 kHz), manifestando su valor máximo en las bajas frecuencias (de 16 Hz a los 256 Hz). Debido a que la energía necesaria para polarizar los dipolos es constante, este efecto (similar a una histéresis) tendrá un mayor peso en las señales más débiles y es por esto por lo que generalmente, condensadores con dieléctricos de poliéster (PET) o policarbonato no son los más indicados, al menos en las partes del amplificador como puede ser la etapa de entrada, donde tratamos con señales a nivel instrumento o en el lazo de efectos, ya que normalmente la señal es atenuada de nuevo hasta cero decibelios. Para estas aplicaciones dieléctricos plásticos como el teflón (PTFE), poliestireno o polipropileno que proporcionan resultados óptimos.

Ref: [Wal80], [Hug10], [Mor95]

6.2.5. PELÍCULA DE PLÁSTICO O PAPEL METALIZADAS

Debido a la dificultad de fabricar un condensador conformado por películas alternas de dieléctrico y material conductor, la mayoría de los condensadores son fabricados mediante la pulverización de una fina capa de aluminio directamente sobre el dieléctrico para conformar las placas. Esto produce condensadores de una mayor capacidad por unidad de volumen, debido a que la capa de aluminio depositada es más fina (en torno a 10um), pero genera varios inconvenientes.

En primer lugar, al tratar con placas de menor grosor la resistencia en serie equivalente (ESR) del condensador aumenta, aunque generalmente esto sólo suele ser problemático para los condensadores de plástico en muy altas frecuencias, cuando es comparable a su reactancia interna, por lo que no desemboca en problema alguno para aplicaciones de audio.

En segundo lugar, las irregularidades en la película de aluminio suelen ser bastante significativas debido al proceso de fabricación (pulverización) y al pequeño grosor ésta, por tanto, al igual que ocurría con las resistencias de película metalizada que también utilizan el mismo método de fabricación, suelen ser más ruidosos, con la diferencia de que normalmente los condensadores no son testados después de la fabricación en este aspecto. Subjetivamente los condensadores de película de plástico y placa laminar suenan mejor que los de película de plástico metalizada, esto es debido a la mejor relación señal/ruido y al menor factor de absorción dieléctrica, al presentar una la pequeña resistencia en serie equivalente. [Mor95]

Los condensadores de película de papel metalizada han sido los usados tradicionalmente en la construcción de amplificadores de válvulas clásicos, y su calidad depende en gran medida del papel usado y de su impregnación. Desafortunadamente el sellado de los encapsulados no es perfecto y la humedad puede introducirse en el dieléctrico provocando un aumento significativo en las corrientes

de fuga y es por eso que normalmente son tratados con aceites o resinas epoxi, consiguiendo mejorar bastante este aspecto. Sin embargo siguen presentando los inconvenientes de una mayor ESR y de una peor relación señal-ruido.

Ref: [Wal80] , [Mor95], [Hug10].

6.2.6. PLATA-MICA

Los condensadores de plata-mica han sido utilizados tradicionalmente como condensadores de bajo valor para circuitos RF o para filtros de audio de precisión donde la estabilidad del valor de la capacidad era importante. La mica es un mineral cristalino que puede ser fácilmente partido en finas láminas que son posteriormente cubiertos con una fina película de plata, de este modo, la estructura en forma de pila resultante proporciona unos valores inductivos muy bajos. La variedad de mica utilizada suele ser la moscovita, la cual presenta los valores más bajos de pérdidas. Normalmente los condensadores obtenidos se aproximan bastante a un condensador ideal en este sentido, con factores de pérdidas comparables a las existentes en los condensadores de poliestireno ($0,001 < \delta < 0,0002$) , sin embargo presenta absorciones dieléctricas mayores, llegando en el peor de los casos a ser hasta 50 veces más grandes. Por tanto es preferible el uso de condensadores de poliestireno o polipropileno siempre que sea posible ya que este tipo de condensadores de película plástica no se fabrican con valores de capacidades tan bajas como los de plata-mica.

Dentro de su rango de capacidades, los condensadores de plata-mica ofrecen una respuesta y estabilidad óptima para los filtros de precisión en un amplificador de audio. [Mor03]

6.2.7. CONDENSADORES CERÁMICOS

Este tipo de condensadores se caracteriza por su alta permisividad dieléctrica, llegando incluso a obtenerse condensadores con $\epsilon_r \approx 200.000$. Comúnmente, para ello se utilizan dieléctricos fabricados con bario o titanato de estroncio, materiales que presentan propiedades piezoeléctricas, lo cual significa que generan voltaje al ser sometidos a vibraciones físicas. Esto no sólo puede desembocar en ruido eléctrico, sino que también las vibraciones provenientes del altavoces del propio amplificador de audio pueden generar tensiones en estos condensadores, que posteriormente son amplificadas pudiendo incluso producir realimentaciones positivas que pueden desestabilizar el amplificador. Esto, unido a su baja estabilidad hace que estos condensadores no tengan por normal general cabida en las aplicaciones de audio. **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** [Mor03]

6.2.8. SELECCIÓN DE COMPONENTES

Según las cualidades anteriormente descritas se ha determinado que el criterio de selección para los condensadores a utilizar en la parte de señal serán:

-Rango de 1pF hasta 1nF

Dentro de este rango de capacidades se montaran condensadores de dieléctrico de plata-mica de la familia C-SMXX, debido a sus especificaciones y disponibilidad.

- Dieléctrico de mica plateada.
- Recubrimiento en epoxi.
- Tensión nominal hasta 400V.
- -Tolerancia $\leq 5\%$.
- Comprometidos con la normativa RoHS.

-Rango de 1nF hasta 1uF

Para el rango de capacidades desde 1nF hasta 1uF se utilizarán condensadores de dieléctrico de película de plástico y placa laminar, concretamente la familia 715P y 716P de Orange Drop® debido a sus especificaciones y disponibilidad:

- Dieléctrico de polipropileno.
- Placa laminar y terminales de cobre (716P).
- Tensión nominal hasta 600V.
- Tolerancia $\leq 5\%$.
- Especificaciones comprobadas hasta 85°C.
- Comprometidos con la normativa RoHS.

-Rango de condensadores mayores de 1uF

Para los condensadores de este rango de capacidades están destinados a la fuente de alimentación. Al no tratarse de condensadores críticos y estar su uso restringido a fuera de la parte de señal se tratará de condensadores electrolíticos.

El dieléctrico seleccionado ha sido el aluminio debido a su estabilidad y relación calidad precio. Según su disponibilidad se seleccionaron componentes de las marcas Phycom, Panasonic y Nichicon cuyas especificaciones son:

- Dieléctricos de aluminio.
- Temperaturas máximas de trabajo de 85°C a 105°C.
- Durabilidad hasta 3000h.
- Tensión nominal hasta 400-450V.
- Condensadores radiales de montaje vertical.
- Comprometidos con la normativa RoHS.

ANEXO III: CÁLCULOS

7.1. CÁLCULOS: TRABAJO EN PEQUEÑA SEÑAL

7.1.1. ETAPA DE ENTRADA

-Círculo equivalente en pequeña señal

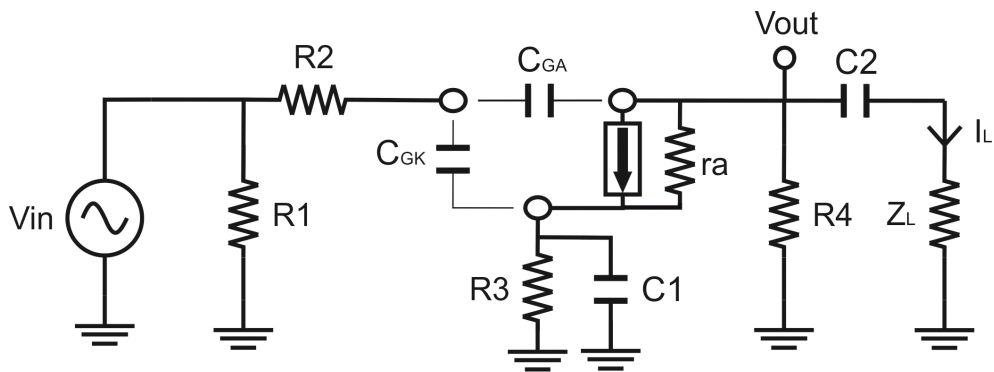


Figura 7.1.CEPS Etapa de entrada

-Ganancia etapa de entrada

$$\Delta V_1 = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{i_L=0}$$

$$V_o = -g_m \cdot V_{GK} \cdot R_4 \parallel r_a$$

$$V_i = V_{GK}$$

$$\Delta V_1 = -g_m \cdot R_4 \parallel r_a$$

Resultado 7.1

-Impedancia entrada etapa de entrada

$$Z_{IN.1} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{IN.1} = R_1 + R_g$$

Resultado 7.2

-Impedancia salida etapa de entrada

$$Z_{out.1} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{out.1} = R4 \parallel ra$$

Resultado 7.3

7.1.2. CANAL LIMPIO

-Circuito equivalente en pequeña señal

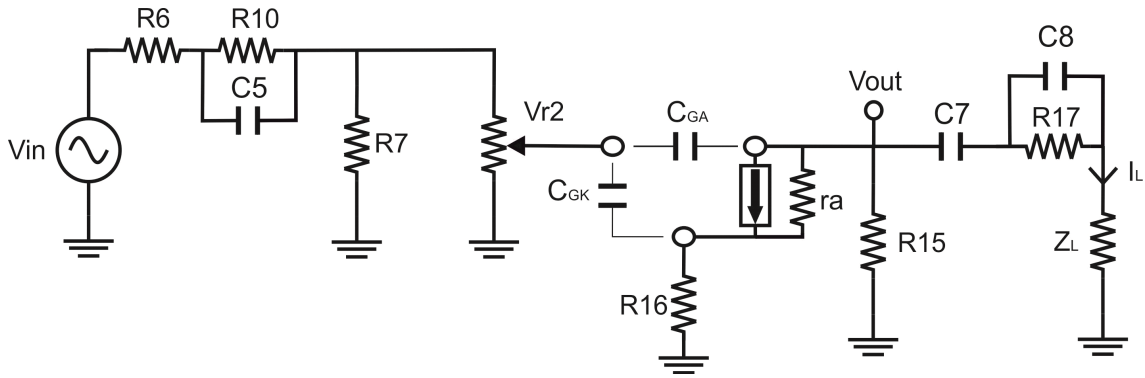


Figura 7.2. CEPS Canal limpio

Nota: El condensador C5 configura un filtro de paso alto cuya frecuencia de corte se sitúa por encima de las frecuencias medias, por lo que se ha considerado como un polo no activado para los cálculos en pequeña señal.

-Ganancia canal limpio

$$\Delta V_{cl} = \left. \frac{Vo}{Vi} \right|_{i_L=0}$$

$$Vo = -I \cdot R15$$

$$Vo = (I - gm \cdot Vgk) \cdot ra + I \cdot R16$$

$$V_{GK} = Vi \cdot \frac{R7}{R6 + R10 + R7} \cdot \frac{\alpha VR2}{VR2} - I \cdot R16$$

$$\Delta V_{cl} = \frac{-gm \cdot R15 \cdot ra}{R15 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra + R16} \cdot \frac{\alpha R7}{R6 + R10 + R7}$$

Resultado 7.4

-Impedancia entrada canal limpio

$$Z_{in.cl} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{in.cl} = R6 + R10 + R7 \parallel VR2$$

Resultado 7.5

-Impedancia salida canal limpio

$$Z_{out.cl} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = (I_{aux} - I) \cdot R15$$

$$V_{aux} = I \cdot R16 + I_a \cdot ra$$

$$I_a = I + gm \cdot Vgk$$

$$Vgk = I \cdot R16$$

$$Z_{out.cl} = R15 \parallel [R16 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra]$$

Resultado 7.6

7.1.3. CANAL CRUNCH

-Circuito equivalente en pequeña señal

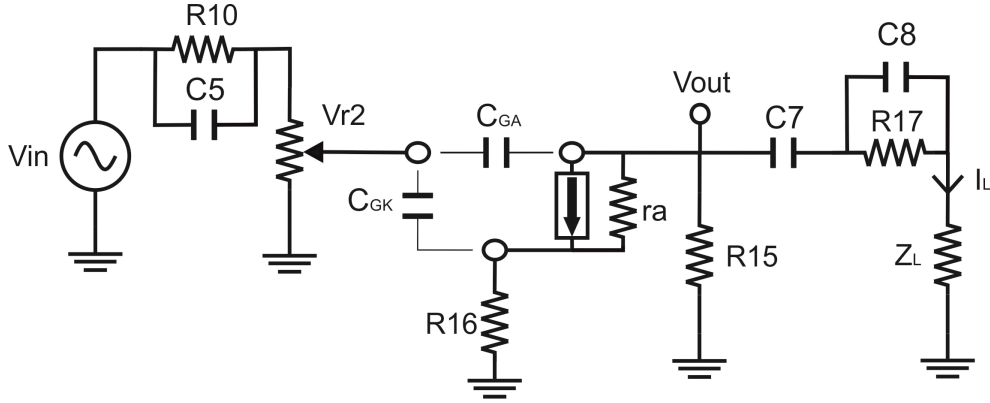


Figura 7.3. CEPS Canal crunch

Nota: El condensador C5 configura un filtro de paso alto cuya frecuencia de corte se sitúa por encima de las frecuencias medias, por lo que se ha considerado como un polo no activado para los cálculos en pequeña señal.

-Ganancia canal crunch

$$\Delta V_{cr} = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{i_L=0}$$

$$V_o = -I \cdot R_{15}$$

$$V_o = (I - g_m \cdot V_{gk}) \cdot r_a + I \cdot R_{16}$$

$$V_{gk} = V_i \cdot \frac{\alpha V_{R2}}{R_{10} + V_{R2}} - I \cdot R_{16}$$

$$\Delta V_{cr} = \frac{\alpha V_{R2}}{R_{10} + V_{R2}} \cdot \frac{(-g_m \cdot R_{15} \cdot r_a)}{R_{15} + r_a + R_{16} \cdot (1 + g_m \cdot r_a)}$$

Resultado 7.7

-Impedancia entrada canal crunch

$$Z_{in.cr} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{in.cr} = R_{10} + V_{R2}$$

Resultado 7.8

-Impedancia salida canal crunch

$$Z_{out.cr} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = (I_{aux} - I) \cdot R15$$

$$V_{aux} = I \cdot R16 + I_a \cdot r_a$$

$$I_a = I + g_m \cdot V_{gk}$$

$$V_{gk} = I \cdot R16$$

$$Z_{out.cr} = R15 \parallel [R16 + (1 + g_m \cdot R16) \cdot r_a]$$

Resultado 7.9

7.1.4. CANAL LEAD: PRIMERA ETAPA

-Circuito equivalente en pequeña señal

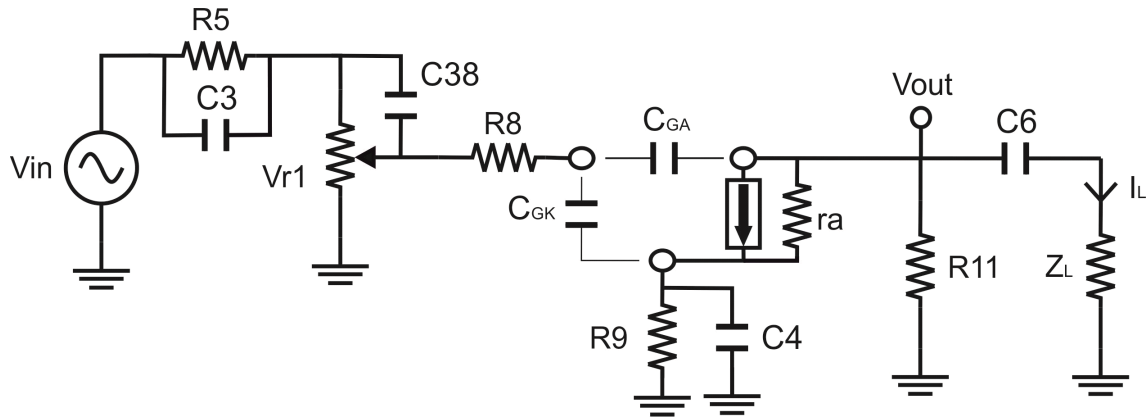


Figura 7.4. CEPS Canal lead (primera etapa)

Nota: El condensador C38 configura un filtro de paso alto cuya frecuencia de corte se sitúa por encima de las frecuencias medias, por lo que se ha considerado como un polo no activado para los cálculos en pequeña señal.

-Ganancia canal lead: Primera etapa

$$\Delta V_{ld1} = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{i_L=0}$$

$$V_o = -g_m \cdot V_{GK} \cdot R_{11} \parallel r_a$$

$$V_{GK} = V_i \cdot \frac{\alpha V_{R1}}{V_{R1}} = \alpha V_i$$

$$\Delta V_{ld1} = \alpha(-g_m \cdot R_{11} \parallel r_a)$$

Resultado 7.10

-Impedancia entrada canal lead: Primera etapa

$$Z_{in.ld1} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{in.ld1} = V_{R1}$$

Resultado 7.11

-Impedancia salida canal lead: Primera etapa

$$Z_{out.ld1} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{out.ld1} = R_{11} \parallel r_a$$

Resultado 7.12

7.1.5. CANAL LEAD: SEGUNDA ETAPA

-Circuito equivalente en pequeña señal

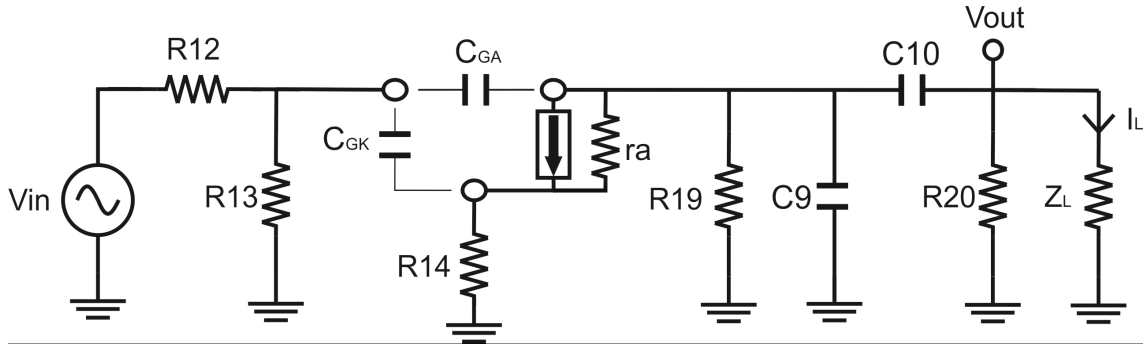


Figura 7.5. CEPS Canal lead (segunda etapa)

-Ganancia canal lead: Segunda etapa

$$\Delta V_{ld2} = \left. \frac{Vo}{Vi} \right|_{i_L=0}$$

$$Vo = -I \cdot R19 \parallel R20$$

$$Vo = (I - gm \cdot Vgk) \cdot ra + I \cdot R14$$

$$V_{GK} = Vi \cdot \frac{R13}{R12 + R13} - I \cdot R14$$

$$\Delta V_{ld2} = \frac{-gm \cdot R19 \parallel R20 \cdot ra}{R19 \parallel R20 + (1 + gm \cdot R14) \cdot ra + R14} \cdot \frac{R13}{R12 + R13}$$

Resultado 7.13

-Impedancia entrada canal lead: Segunda etapa

$$Z_{in.ld2} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{in.ld2} = R12 + R13$$

Resultado 7.14

-Impedancia salida canal lead: Segunda etapa

$$Z_{out.ld2} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = (I_{aux} - I) \cdot R19 \parallel R20$$

$$V_{aux} = I \cdot R14 + I_a \cdot r_a$$

$$I_a = I + gm \cdot V_{gk}$$

$$V_{gk} = I \cdot R14$$

$$Z_{out.ld2} = R19 \parallel R20 \parallel [R14 + (1 + gm \cdot R14) \cdot r_a] \quad \text{Resultado 7.15}$$

7.1.6. LAZO DE EFECTOS

-Impedancia entrada canal lead: Segunda etapa

$$Z_{in.lz} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{in.lz} = R18$$

Resultado 7.16

7.1.7. PARAMETROS EN FUNCION DEL CANAL: GANANCIAS

-Diagrama equivalente en pequeña señal

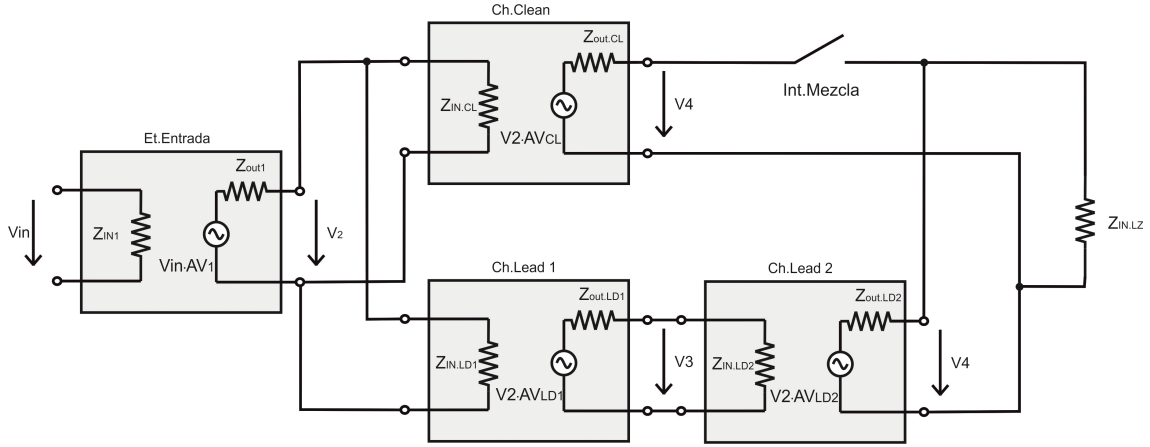


Figura 7.6. Diagrama equivalente en pequeña señal

-Ganancia general: Canal limpio activado

$$\Delta V_{clean} = \Delta V_1 \cdot \Delta V_{cl} \cdot \frac{Z_{in.1}}{Rg + Z_{in.1}} \cdot \frac{Z_{in.cl} \parallel Z_{in.ld}}{Z_{out.1} + Z_{in.cl} \parallel Z_{in.ld}} \cdot \frac{Z_{out.ld2} \parallel Z_{in.lz}}{Z_{out.cl} + Z_{out.ld2} \parallel Z_{in.lz}}$$

Resultado 7.17

-Ganancia general: Canal crunch activado

$$\Delta V_{crunch} = \Delta V_1 \cdot \Delta V_{cr} \cdot \frac{Z_{in.1}}{Rg + Z_{in.1}} \cdot \frac{Z_{in.cr} \parallel Z_{in.ld}}{Z_{out.1} + Z_{in.cr} \parallel Z_{in.ld}} \cdot \frac{Z_{out.ld2} \parallel Z_{in.lz}}{Z_{out.cr} + Z_{out.ld2} \parallel Z_{in.lz}}$$

Resultado 7.18

-Ganancia general: Canal lead activado (Interruptor de mezcla desactivado)

$$\Delta V_{lead} = \Delta V_1 \cdot \Delta V_{ld1} \cdot \Delta V_{ld2} \cdot \frac{Z_{in.1}}{Rg + Z_{in.1}} \cdot \frac{Z_{in.ld1} || Z_{in.cl}}{Z_{out.1} + Z_{in.ld1} || Z_{in.cl}} \cdot \frac{Z_{in.ld2}}{Z_{out.ld1} + Z_{in.ld2}} \cdot \frac{Z_{in.lz}}{Z_{out.ld2} + Z_{in.lz}}$$

Resultado 7.19

-Ganancia general: Canal lead activado (Interruptor de mezcla activado)

$$\Delta V_{lead} = \Delta V_1 \cdot \Delta V_{ld1} \cdot \Delta V_{ld2} \cdot \frac{Z_{in.1}}{Rg + Z_{in.1}} \cdot \frac{Z_{in.ld1} || Z_{in.cr}}{Z_{out.1} + Z_{in.ld1} || Z_{in.cr}} \cdot \frac{Z_{in.ld2}}{Z_{out.ld1} + Z_{in.ld2}} \cdot \frac{Z_{in.lz} || Z_{out.cl}}{Z_{out.ld2} + Z_{in.lz} || Z_{out.cl}}$$

Resultado 7.20

7.2.1. ETAPA DE ENTRADA

-Círculo equivalente en pequeña señal

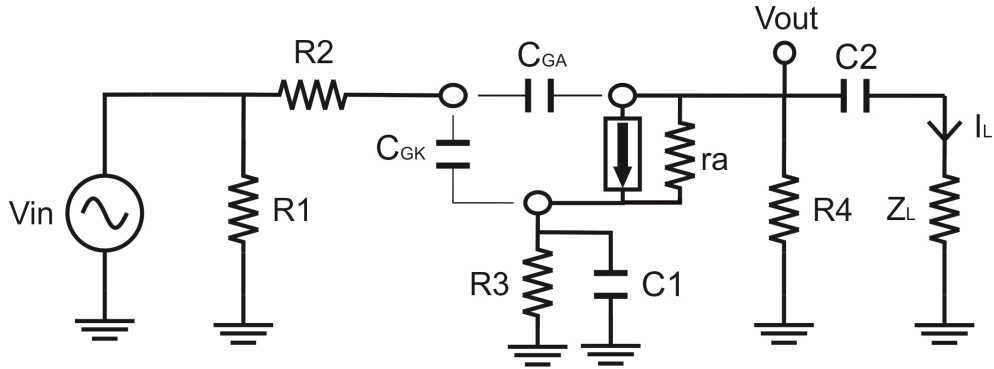


Figura 7.7.CEPS Etapa de entrada

-Bajas frecuencias: C1

$$Z_{C1} = R3 \parallel rk$$

$$rk = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot (R4 \parallel Z_L) + I_a \cdot ra$$

$$I_a = gm \cdot V_{GK} + I_{aux}$$

$$rk = \frac{(R4 \parallel Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra}$$

$$Z_{C1} = R3 \parallel \frac{(R4 \parallel Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra}$$

Resultado 7.21

-Bajas frecuencias: C2

$$Z_{C2} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{C2} = R4 \parallel ra + Z_L$$

$$Z_{C2} = R4 \parallel ra + (Z_{IN.cl} \parallel Z_{IN.ld1}) \quad (\text{Limpio}) \quad \text{Resultado 7.22}$$

$$Z_{C2} = R4 \parallel ra + (Z_{IN.cr} \parallel Z_{IN.ld1}) \quad (\text{Crunch}) \quad \text{Resultado 7.23}$$

-Altas frecuencias: C_{GK}

$$Z_{Cgk} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{Cgk} = R2 + Rg \parallel R1 \quad \text{Resultado 7.24}$$

-Altas frecuencias: C_{GA}

$$Z_{Cga} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = I_{aux} [R2 + (R1 \parallel Rg)] + (gm \cdot V_{GK} + I_{aux}) \cdot (R4 \parallel ra \parallel Z_L)$$

$$V_{GK} = I_{aux} \cdot [R2 + (R1 \parallel Rg)]$$

$$Z_{Cga} = [R2 + (R1 \parallel Rg)] + (R4 \parallel ra \parallel Z_L) \cdot [1 + gm(R2 + (R1 \parallel Rg))]$$

$$Z_{Cga} = [R2 + (R1 \parallel Rg)] + (R4 \parallel ra \parallel Z_{IN.cl} \parallel Z_{IN.ld1}) \cdot [1 + gm(R2 + (R1 \parallel Rg))] \quad (\text{Limpio})$$

Resultado 7.25

$$Z_{Cga} = [R2 + (R1 \parallel Rg)] + (R4 \parallel ra \parallel Z_{IN.cr} \parallel Z_{IN.ld1}) \cdot [1 + gm(R2 + (R1 \parallel Rg))] \quad (\text{Crunch})$$

Resultado 7.26

7.2.2. CANAL LIMPIO

-Circuito equivalente en pequeña señal

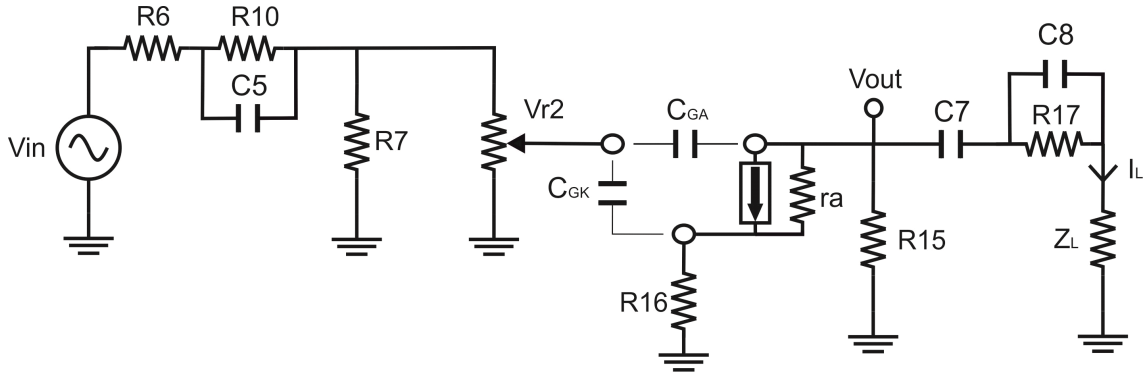


Figura 7.8. CEPS Canal limpio

-Bajas frecuencias: C5

$$Z_{C5} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{R_{10}} \right) \cdot [R_g + R_6 + (V_{R2} \parallel R_7)]$$

$$Z_{C5} = \frac{R_g + R_6 + (V_{R2} \parallel R_7)}{1 + \left(\frac{R_g + R_6}{R_{10}} + \frac{V_{R2} \parallel R_7}{R_{10}} \right)}$$

Resultado 7.27

-Bajas frecuencias: C7

$$Z_{C7} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$\frac{V_{aux}}{I_{aux}} = Z_L + (R_{15} \parallel R_{eq})$$

$$\frac{V_{eq}}{I_{eq}} = R_{eq}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{16} + I_a \cdot r_a$$

$$I_a = I_{eq} - g_m \cdot V_{gk}$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R_{16}$$

$$R_{eq} = R_{14} + (1 + g_m \cdot R_{16}) \cdot r_a$$

$$Z_{C7} = Z_L + R15 \parallel [R16 + (1 + gm \cdot R16) \cdot ra]$$

Resultado 7.28

-Bajas frecuencias: C8

$$Z_{C8} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{R7} \right) \cdot [R15 \parallel Z_{eq} + Z_L]$$

$$Z_{C8} = \frac{R15 \parallel Z_{eq} + Z_L}{1 + \left(\frac{R15 \parallel Z_{eq}}{R17} + \frac{Z_L}{R17} \right)}$$

$$Z_{eq} = \frac{V_{eq}}{I_{eq}}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R16 + (I_{eq} - gm \cdot V_{gk}) \cdot ra$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R16$$

$$Z_{eq} = R16 + ra \cdot (1 + gm \cdot R16)$$

$$Z_{C8} = \frac{R15 \parallel [R16 + ra \cdot (1 + gm \cdot R16)] + Z_L}{1 + \left(\frac{R15 \parallel [R16 + ra \cdot (1 + gm \cdot R16)]}{R17} + \frac{Z_L}{R17} \right)}$$

Resultado 7.29

-Altas frecuencias: C_{GK}

$$Z_{Cgk} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR2 \parallel [(1 - \alpha)VR2 + R7 \parallel (R6 + Z_{out})]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + (I_{aux} - I_L) \cdot R6$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_a \cdot ra + I_L \cdot (R15 \parallel Z_L)$$

$$I_L = I_a + gm \cdot V_{GK}$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R15 \parallel Z_L) + (I_{aux} - I_L) \cdot R16}{ra}$$

$$V_{aux} = V_{GK}$$

$$Z_{Cgk} = R16 + Z_{eq} - \frac{R16 \cdot [R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_{eq} \cdot gm \cdot ra]}{(R15 || Z_L) + R16 (gm \cdot ra + 1) + ra}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR2 || [(1 - \alpha)VR2 + R7 || (R6 + Z_{out})]$$

Resultado 7.30

-Altas frecuencias: C_{GA}

$$Z_{Cga} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + R7 || (R6 + Rg)]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_L \cdot (R15 || Z_L)$$

$$I_L = I_{aux} + gm \cdot Vgk + I_a$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R15 || Z_L) - (I_L - I_{aux}) \cdot R16}{ra}$$

$$V_{GK} = I_{aux} \cdot Z_{eq} - (I_L - I_{aux}) \cdot R16$$

$$Z_{Cga} = \frac{R16 \cdot (Z_L || R15 + Z_{eq}) \cdot (gm \cdot ra + 1) + (Z_L || R15) \cdot [Z_{eq} \cdot (gm \cdot ra + 1) + ra] + Z_{eq} \cdot ra}{R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_L + ra}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + R7 || (R6 + Rg)]$$

Resultado 7.31

7.2.3. CANAL CRUNCH

-Circuito equivalente en pequeña señal

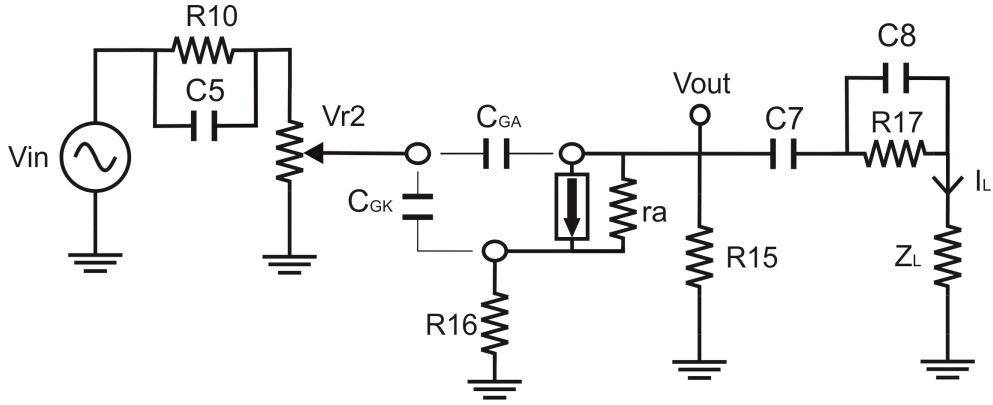


Figura 7.9. CEPS Canal crunch

-Bajas frecuencias: C5

$$Z_{C5} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{R_{10}} \right) \cdot [R_g + R_6 + (V_{R2} \parallel R_7)]$$

$$Z_{C5} = \frac{R_g + R_6 + V_{R2} \parallel R_7}{1 + \left(\frac{R_g + R_6}{R_{10}} + \frac{V_{R2} \parallel R_7}{R_{10}} \right)}$$

Resultado 7.32

-Bajas frecuencias: C7

$$Z_{C7} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$\frac{V_{aux}}{I_{aux}} = Z_L + (R_{15} \parallel R_{eq})$$

$$\frac{V_{eq}}{I_{eq}} = R_{eq}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{16} + I_a \cdot r_a$$

$$I_a = I_{eq} - gm \cdot V_{gk}$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R_{16}$$

$$R_{eq} = R_{14} + (1 + gm \cdot R_{16}) \cdot r_a$$

$$Z_{C7} = Z_L + R_{15} \parallel [R_{16} + (1 + gm \cdot R_{16}) \cdot r_a]$$

Resultado 7.33

-Bajas frecuencias: C8

$$Z_{C8} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{R_7} \right) \cdot [R_{15} \parallel Z_{eq} + Z_L]$$

$$Z_{C8} = \frac{R_{15} \parallel Z_{eq} + Z_L}{1 + \left(\frac{R_{15} \parallel Z_{eq}}{R_{17}} + \frac{Z_L}{R_{17}} \right)}$$

$$Z_{eq} = \frac{V_{eq}}{I_{eq}}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{16} + (I_{eq} - gm \cdot V_{gk}) \cdot r_a$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R_{16}$$

$$Z_{eq} = R_{16} + r_a \cdot (1 + gm \cdot R_{16})$$

$$Z_{C8} = \frac{R_{15} \parallel [R_{16} + r_a \cdot (1 + gm \cdot R_{16})] + Z_L}{1 + \left(\frac{R_{15} \parallel [R_{16} + r_a \cdot (1 + gm \cdot R_{16})]}{R_{17}} + \frac{Z_L}{R_{17}} \right)}$$

Resultado 7.34

-Altas frecuencias: C_{GK}

$$Z_{Cgk} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR_2 \parallel [(1 - \alpha)VR_2 + R_g]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + (I_{aux} - I_L) \cdot R16$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_a \cdot ra + I_L \cdot (R15 || Z_L)$$

$$I_L = I_a + gm \cdot V_{GK}$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R15 || Z_L) + (I_{aux} - I_L) \cdot R16}{ra}$$

$$V_{aux} = V_{GK}$$

$$Z_{Cgk} = R16 + Z_{eq} - \frac{R16 \cdot [R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_{eq} \cdot gm \cdot ra]}{(R15 || Z_L) + R16 (gm \cdot ra + 1) + ra}$$

$$Z_{eq} = \alpha VR2 || [(1 - \alpha)VR2 + Rg]$$

Resultado 7.35

-Altas frecuencias: C_{GA}

$$Z_{Cga} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + Rg]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_L \cdot (R15 || Z_L)$$

$$I_L = I_{aux} + gm \cdot V_{GK} \cdot I_a$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R15 || Z_L) - (I_L - I_{aux}) \cdot R16}{ra}$$

$$V_{GK} = I_{aux} \cdot Z_{eq} - (I_L - I_{aux}) \cdot R16$$

$$Z_{Cga} = \frac{R16 \cdot (Z_L || R15 + Z_{eq}) \cdot (gm \cdot ra + 1) + (Z_L || R15) \cdot [Z_{eq} \cdot (gm \cdot ra + 1) + ra] + Z_{eq} \cdot ra}{R16 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_L + ra}$$

$$Z_{eq} = (1 - \alpha)VR2 || [\alpha VR2 + Rg]$$

Resultado 7.36

7.2.4. CANAL LEAD: PRIMERA ETAPA

-Circuito equivalente en pequeña señal

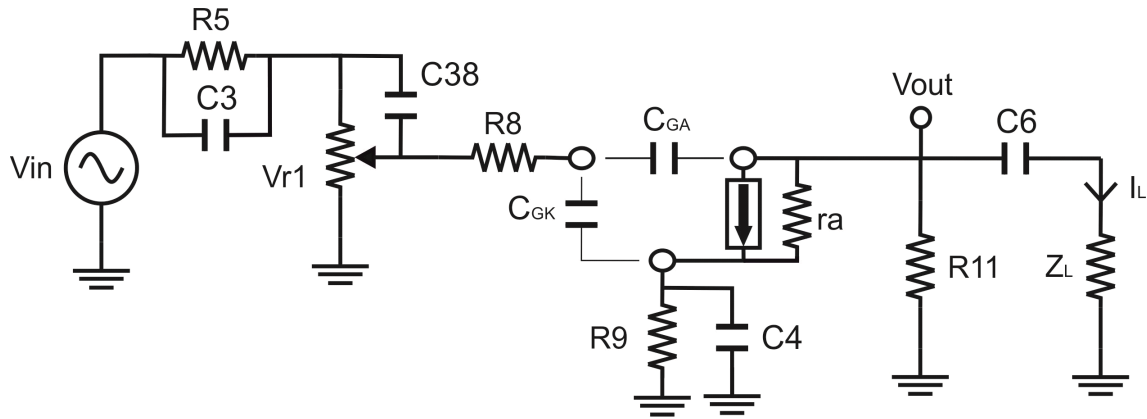


Figura 7.10. CEPS Canal lead (primera etapa)

-Bajas frecuencias: C3

$$Z_{C3} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{R5} \right) \cdot [Rg + (\alpha VR1)]$$

$$Z_{C3} = \frac{Rg + \alpha VR1}{1 + \left(\frac{Rg}{R5} + \frac{\alpha VR1}{R5} \right)}$$

Resultado 7.37

-Bajas frecuencias: C4

$$Z_{C4} = R9 \parallel rk$$

$$rk = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot (R11 \parallel Z_L) + I_a \cdot ra$$

$$I_a = gm \cdot V_{GK} + I_{aux}$$

$$rk = \frac{(R_{11} || Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra}$$

$$Z_{C4} = R9 || \frac{(R_{11} || Z_L) + ra}{1 + gm \cdot ra}$$

Resultado 7.38

-Bajas frecuencias: C6

$$Z_{C6} = R_{11} || ra + Z_L$$

$$Z_{C6} = R_{11} || ra + Z_{IN.id2}$$

Resultado 7.39

-Bajas frecuencias: C38

$$Z_{C38} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = \left(I_{aux} + \frac{V_{aux}}{(1 - \alpha)VR1} \right) \cdot [Rg + (\alpha VR1)]$$

$$Z_{C38} = \frac{Rg + \alpha VR1}{1 + \left(\frac{Rg}{(1 - \alpha)VR1} + \frac{\alpha VR1}{(1 - \alpha)VR1} \right)}$$

Resultado 7.40

-Altas frecuencias: C_{GK}

$$Z_{Cgk} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{Cgk} = R8 + Rg || VR1$$

Resultado 7.41

-Altas frecuencias: C_{GA}

$$Z_{Cga} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$V_{aux} = I_{aux} [R8 + (\alpha)VR1 || Rg] + (gm \cdot V_{GK} + I_{aux}) \cdot (R_{11} || ra || Z_L)$$

$$V_{GK} = I_{aux} \cdot [R8 + (\alpha)VR1 \parallel Rg]$$

$$Z_{Cga} = [R8 + (\alpha)VR1 \parallel Rg] + \\ + (R11 \parallel ra \parallel Z_L) \cdot [1 + gm \cdot (R8 + (\alpha)VR1 \parallel Rg)]$$

Resultado 7.42

7.2.5. CANAL LEAD: SEGUNDA ETAPA

-Circuito equivalente en pequeña señal

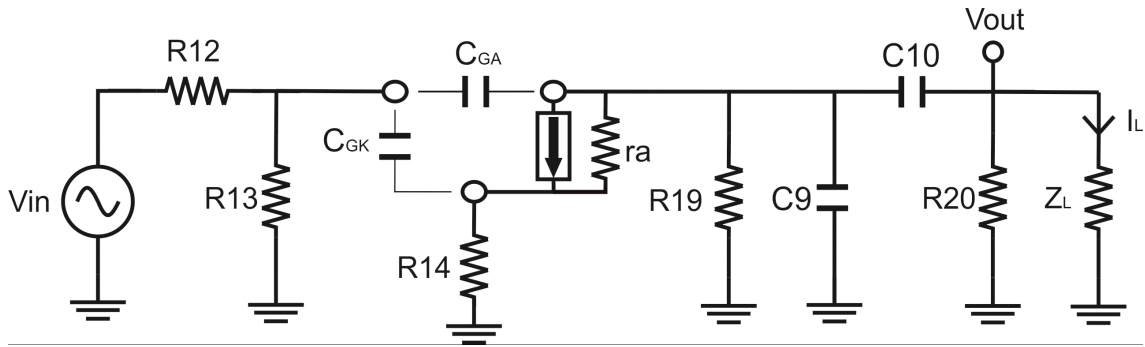


Figura 7.11. CEPS Canal lead (segunda etapa)

-Bajas frecuencias: C10

$$Z_{C10} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$\frac{V_{aux}}{I_{aux}} = (R20 \parallel Z_L) + (R19 \parallel R_{eq})$$

$$\frac{V_{eq}}{I_{eq}} = R_{eq}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R14 + I_a \cdot ra$$

$$I_a = I_{eq} - gm \cdot Vgk$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R_{14}$$

$$R_{eq} = R_{14} + (1 + g_m \cdot R_{14}) \cdot r_a$$

$$Z_{C10} = (R_{20} \parallel Z_L) + R_{19} \parallel [R_{14} + (1 + g_m \cdot R_{14}) \cdot r_a]$$

Resultado 7.43

-Altas frecuencias: C9

$$Z_{C9} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{C9} = R_{eq} \parallel (R_{19} \parallel R_{20} \parallel Z_L)$$

$$\frac{V_{eq}}{I_{eq}} = R_{eq}$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{14} + I_a \cdot r_a$$

$$I_a = I_{eq} - g_m \cdot V_{gk}$$

$$V_{gk} = -I_{eq} \cdot R_{14}$$

$$R_{eq} = R_{14} + (1 + g_m \cdot R_{14}) \cdot r_a$$

$$Z_{C9} = (R_{14} + (1 + g_m \cdot R_{14}) \cdot r_a) \parallel (R_{19} \parallel R_{20} \parallel Z_L)$$

Resultado 7.44

-Altas frecuencias: C_{GK}

$$Z_{Cgk} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = R_{13} \parallel [R_{12} + R_g]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + (I_{aux} - I_L) \cdot R_{14}$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_a \cdot r_a + I_L \cdot (R_{15} \parallel Z_L)$$

$$I_L = I_a + g_m \cdot V_{GK}$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R_{20} \parallel R_{19} \parallel Z_L) + (I_{aux} - I_L) \cdot R_{14}}{r_a}$$

$$V_{aux} = V_{GK}$$

$$Z_{Cgk} = R14 + Z_{eq} - \frac{R14 \cdot [R14 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_{eq} \cdot gm \cdot ra]}{(R20 || R19 || Z_L) + R14 (gm \cdot ra + 1) + ra}$$

$$Z_{eq} = R13 || [R12 + Rg]$$

Resultado 7.45

-Altas frecuencias: C_{GA}

$$Z_{Cga} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

$$Z_{eq} = R13 || [R12 + Rg]$$

$$V_{aux} = I_{aux} \cdot Z_{eq} + I_L \cdot (R20 || R19 || Z_L)$$

$$I_L = I_{aux} + gm \cdot V_{gk} \cdot I_a$$

$$I_a = \frac{-I_L \cdot (R15 || Z_L) - (I_L - I_{aux}) \cdot R14}{ra}$$

$$V_{GK} = I_{aux} \cdot Z_{eq} - (I_L - I_{aux}) \cdot R14$$

$$Z_{Cga} = \frac{R14 \cdot (R20 || Z_L || R19 + Z_{eq}) \cdot (gm \cdot ra + 1) + (R20 || Z_L || R19) \cdot [Z_{eq} \cdot (gm \cdot ra + 1) + ra] + Z_{eq} \cdot ra}{R14 \cdot (gm \cdot ra + 1) + Z_L + ra}$$

$$Z_{eq} = R13 || [R12 + Rg]$$

Resultado 7.46

ANEXO IV: BIBLIOGRAFÍA

- [Acm00] **WALLIN, NILS, BJORN MERKER, AND STEVEN BROWN**
“*The Origins of Music*” (Acústica musical)
MIT press, 2000, ISBN 0-262-23206-5
- [Acm04] **BOB FINK**
“*On the Origin of Music*” (Acústica musical)
Canada 2004, ISBN 0-912424-14-1.
- [Amp10] Amplified Parts
“*A Comparison of Current Made 12AX7 Tube Types*” 2010
http://www.amplifiedparts.com/tech_corner/12ax7_comparison_of_current_made_tubes
- [Ang10] **ANGELFIRE AMPLIFIER DESIGN**
[Shttp://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp_Design.html](http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp_Design.html)
Noviembre de 2010
- [App01] Aplicación: *Fourier Series Applet*
<http://www.falstad.com/fourier/>
- [App02] Aplicación: *Durcan Amps Tone Stack Calculator 1.3*
- [Cje96] **CONRAD-JOHNSON & ERIC BARBOUR.**
“*Audio Research: The cool sound of valves*”
1996-2010
- [Cro98] **CROWN INTERNATIONAL**
“*Understanding the damping factor*”
May 4, 1998
- [Fwl11] **ERNST HEINRICH WEBER & GUSTAV THEODOR FECHNER**
“*Weber–Fechner Law*” Last modified January 2011
http://en.wikipedia.org/wiki/Weber%E2%80%93Fechner_law
- [Irm02] **I.R.MENNO VAN DER VEEN**
“*Modern High-end Valve Amplifiers*”, 2002

- [Joh03] **JOHN FISHER**
"Building an Output Transformer for a Tube Amp", 2003
 Artículo.
- [Jor00] **JORGE BUENO**
"Sonido Británico"
 Artículo en la revista *"Guitarra Total"* núm.: 13, 14, 15 y 16, 2000
- [Lsf57] **LANGFORD-SMITH F**
"Radio Designer Handbook"
 London 1957
- [Mjb04] **MORGAN JONES**
"Building Audio Amplifiers"
 1st Edition 2004. ISBN 0-7506-56956.
- [Mor95] **MORGAN JONES**
"Valve Amplifiers"
 1st Edition 1995.
- [Mor03] **MORGAN JONES**
"Valve Amplifiers"
 3rd Edition 2003. ISBN 0-7506-56948.
- [Rch09] **RICHARD KUEHNEL**
"Circuit Analysis of a Legendary Tube Amplifier"
 Seattle: Pentode Press, 2009
- [Rca59] **RCA® CORPORATION**
"RCA Receiving Tube Manual"
 Manual Técnico, 1959
- [Rgk99] **R.G. KEEN**
"Output Transformer Design and Winding"
 Copyright 1999-2000. All rights reserved.
- [Ric29] **OWEN RICHARDSON**
"Owen Richardson's Nobel lecture on thermoionics"
 December 12, 1929.

- [Roc02] **DEREK ROCCO - WALFORD VALVES**
"ECC83/12AX7 Test Reports 1998-2002"
 Artículo en la revista "Audio", 1980
- [Rub10] **RUBY TUBES®**
<http://www.magicparts.com/>
- [San05] **SANTAFÉ & CASTERAD**
"¿Por qué las válvulas suenan mejor?"
 Junio de 2005.
- [Tad10] Tube Amp Doctor®
<http://www.tubeampdoctor.com/>
 Diciembre de 2010
- [Tvw10] The Valve Wizard
<http://www.freewebs.com/valvewizard/>
 Noviembre de 2010
- [Tip10] Artículo anónimo:
"Tipos de resistencias" 2010
http://www.lcardaba.com/articles/R_tipos/R_tipos.htm
- [Tub72] **HAMM, RUSSELL O**
"Tubes vs Transistors: Is there an audible difference?"
 September 14, 1972.
- [Tub99] **REISCH, GEORGE**
"Scientists vs Audiophiles"
 Artículo en la revista "Stereophile", Marzo 1999.
- [Wik10] Article on "Wikipedia":
"Gain compression" Last modified September 2010
http://en.wikipedia.org/wiki/Gain_compression
- [Vea06] **PEDRO VEA CANDERAS**
"Desarrollo de técnicas de codificación de audio"
 Universidad de Alcalá, 2006
- [Wal80] **WALTER JUNG & RICHARD MARSH**
"Audio capacitors: Myths and realities"
 Artículo en la revista "Audio", 1980

ANEXO V: NOTACIÓN Y HOJAS DE DATOS

9.1. NOTACIÓN

Z_{out} = Impedancia de salida.
 $Z_{out.1}$ = Impedancia de salida de la primera etapa (etapa de entrada).
 $Z_{out.cl}$ = Impedancia de salida del canal limpio (*Clean*).
 $Z_{out.cr}$ = Impedancia de salida del canal *Crunch*.
 $Z_{out.lp}$ = Impedancia de salida del lazo de efectos (*Loop*).
 $Z_{out.ld1}$ = Impedancia de salida del canal *Lead* (primera etapa).
 $Z_{out.ld2}$ = Impedancia de salida del canal *Lead* (segunda etapa).
 $Z_{out.ld}$ = Impedancia de salida del canal *Lead* completo.
 $Z_{out.inv}$ = Impedancia de salida del inversor de fase.
 Z_{FXsend} = Impedancia de salida del envío de efectos.
 Z_{in} = Impedancia de entrada.
 $Z_{in.1}$ = Impedancia de entrada de la primera etapa (etapa de entrada).
 $Z_{in.cl}$ = Impedancia de entrada del canal limpio (*Clean*).
 $Z_{in.cr}$ = Impedancia de entrada del canal *Crunch*.
 $Z_{in.lp}$ = Impedancia de entrada del lazo de efectos (*Loop*).
 $Z_{in.ld1}$ = Impedancia de entrada del canal *Lead* (primera etapa).
 $Z_{in.ld2}$ = Impedancia de entrada del canal *Lead* (segunda etapa).
 $Z_{in.ld}$ = Impedancia de entrada del canal *Lead* completo.
 $Z_{in.inv}$ = Impedancia de entrada del inversor de fase.
 $Z_{FXreturn}$ = Impedancia de entrada del retorno de efectos.
 Z_{Cga} = Impedancia vista por la capacidad rejilla-ánodo.
 Z_{Cgk} = Impedancia vista por la capacidad rejilla-cátodo.
 Z_{Cak} = Impedancia vista por la capacidad ánodo-cátodo.
Cl = Canal limpio (*Clean*).
Cr = Canal *Crunch*.
Ld = Canal *Lead*.
Lp = Lazo de efectos (*Lead*).
CEPS = Circuito equivalente en pequeña señal.

PLIEGO DE CONDICIONES

PLIEGO DE CONDICIONES

10.1. PLIEGO DE CONDICIONES

10.1.1. CONDICIONES GENERALES

- Previo con tres canales: Limpio, *Crunch* y *Lead* (2 canales independientes).
- Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.
- Lazo de efectos en serie 100% valvular.
- Ecualizador de 3 bandas (Agudos, Medios y Graves).
- Etapa de potencia de 50W @ 4 u 8 ohmios.

El diagrama básico de bloques puede observarse en la *Figura 10.1. Diagrama de bloques*.

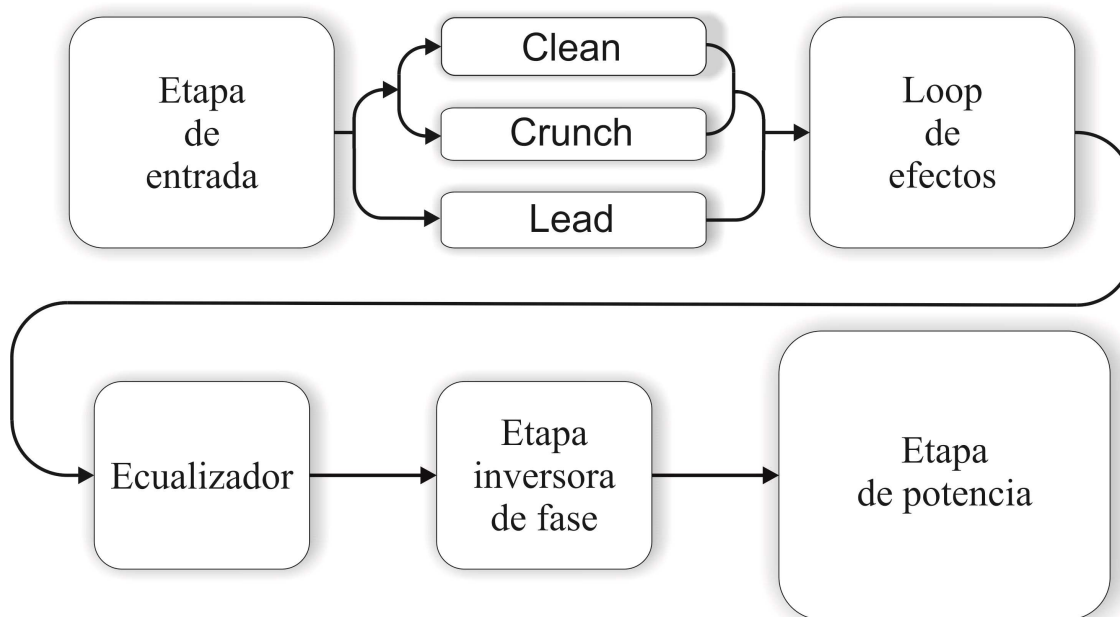


Figura 10.1. Diagrama de bloques

10.1.2. CONDICIONES DE ETAPA DE ENTRADA

- Etapa de amplificación a válvulas.
- Presentar una ganancia de trabajo fijada en torno a 40dB.
- Proporcionar una salida de baja distorsión. THD<1%.

10.1.3. CONDICIONES DE LOS PREVIOS

-Condiciones del Canal Limpio

- Etapa de amplificación a válvulas.
- Proporcionar una salida cuya distorsión suave, que se limite a la introducida por la válvula en su zona lineal (compresión de ganancia).
- Sistema de control de ganancia / distorsión.
- Sonido característico de un canal de este estilo, cercano al producido de forma natural por el instrumento:

-Descripción: Limpio, definido, graves “redondos”, medios y agudos “afilados”. Amplio rango dinámico, alta sensibilidad y fidelidad de la interpretación del instrumento.

-Géneros: Jazz, Acústico, Clásico, Country, Folk, guitarras rítmicas en Blues y Rock & Roll.

-Condiciones del Canal *Crunch*

- Etapa de amplificación a válvulas.
- Proporcionar una salida que presente distorsiones dentro de un rango que comprende desde la presente en una válvula trabajando en su zona lineal (para bajas ganancias), hasta introducida por la saturación de una etapa simple (en altas ganancias). $5\% < \text{THD} < 45\%$.
- Sistema de control de ganancia / distorsión.
- Sonido característico de un canal saturado a válvulas (*overdrive*):

-Descripción: Saturación suave, Crujiente, graves “redondos y comprimidos”, medios y agudos “afilados y abiertos”. Rango dinámico medio, sensibilidad media ante la interpretación del guitarrista.

-Géneros: guitarras rítmicas y solistas en Blues, Funk, Rock & Roll y variantes del Rock y Hard-Rock.

-Condiciones de Canal *Lead*

- Etapa de amplificación a válvulas (multi-etapa en serie).
- Proporcionar una salida que presente una combinación de distorsión presente en una válvula trabajando en su zona lineal (etapa 1), y una la saturación de una etapa simple (etapa 2). $20\% < THD < 50\%$
- Sistema de control de ganancia / distorsión.
- Sonido característico de un canal fuertemente distorsionado a válvulas (*distortion*):

-Descripción: Saturación acusada, sonido “grueso” en graves y medios, agudos “contenidos”. Compresión (rango dinámico bajo), baja sensibilidad ante la interpretación del guitarrista.

-Géneros: guitarras rítmicas y solistas en variantes de Heavy Metal, del Trash, y guitarras solistas en Funk y variantes del Rock, Hard-Rock y Shredding.

10.1.4. CONDICIONES DEL LAZO DE EFECTOS

- Lazo de efectos en serie 100% valvular
- Envío a “nivel instrumento” (-40dB respecto al nivel de línea)
- Baja presencia de distorsión. $THD < 1\%$.
- Baja impedancia de salida en el envío de efectos. $Z_{out} < 1K\Omega$
- Alta impedancia de entrada en el retorno de efectos. $Z_{in} > 500K\Omega$

10.1.5. CONDICIONES DEL ECUALIZADOR

- Ecualizador de tres bandas:
 - Agudos. (1,5Khz-20Khz)
 - Medios. (300hz-2Khz)
 - Graves. (10hz-200hz)
- Control independiente de cada una de las bandas: la influencia del control de una banda concreta sobre el resto debe ser menor de 6dB.

10.1.6. CONDICIONES DE ETAPA DE POTENCIA

- Etapa de potencia a válvulas.
- Clase de operación AB.
- Configuración en *Push-Pull*.
- Potencia entregada a la carga: mínimo 50W @ 4Ω u 8Ω.

10.1.7. CONDICIONES DE MONTAJE

- El montaje de los previos y la fuente de alimentación se realizará por medio de un circuito impreso, exceptuando las válvulas las cuales se montarán directamente sobre el chasis, siendo cableadas posteriormente a dicho PCB.
- La totalidad de la etapa de potencia se realizará mediante un cableado punto a punto.
- El cableado entrante a las rejillas de los tríodos de los previos se realizará con cable apantallado, uniendo solamente la pantalla a masa en uno de sus extremos.
- El transformador de alimentación y el transformador de salida serán montados de tal forma que sus núcleos presenten un ángulo relativo de 90°.
- Todos los conectores del chasis de entrada y salida, incluyendo el del pedal selector de canal, serán de tipo Jack de 6,3mm.

PRESUPUESTO

PRESUPUESTO

11.1. PRESUPUESTO

11.1.1. DESCRIPCIÓN

- **Título del proyecto:**

El amplificador a válvulas para guitarra eléctrica.

- **Duración:**

9 meses.

- **Autor:**

Manuel Romero Dopico.

- **Descripción:**

En este proyecto se ha diseñado e implementado un amplificador a válvulas de vacío para guitarra eléctrica. Para ello se han tenido en cuenta la selección de componentes, medidas y técnicas descritas en la memoria del proyecto. Se han asociado una serie de costes indirectos (5%) que comprenden gastos tales como administración, material de oficina, servicios instalaciones, y otros gastos derivados del proceso. También ha sido considerada la amortización de los equipos y sistemas utilizados (estimando un uso de 2 meses).

11.1.2. PRESUPUESTO TOTAL

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
06	TOTAL CAPITULOS		
06.01	Previos, lazo de efectos e inversor de fase		83,186
06.02	Etapas de potencia		150,038
06.03	Circuito selector de canal		7,267
06.04	Fuente de alimentación		132,351
06.05	Ferretería, cableado y distribución		127,89
06.06	Amortización de equipos		31,60
06.07	Costes indirectos (5%)		25
Total			558,948€

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad total de 558,948€

Fdo:

11.1.3. DESGLOSE PRESUPUESTARIO

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
01	PREVIOS, LAZO DE EFECTOS E INV. FASE				
01.01	Resistencias:				
01.01.01	Resistencias película metálica 1M Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	4	0,127	0,508
01.01.02	Resistencias película metálica 1,8K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	3	0,127	0,381
01.01.03	Resistencias película metálica 470K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	4	0,127	0,508
01.01.04	Resistencias película metálica 2,2K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	3	0,127	0,381
01.01.05	Resistencias película metálica 330K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.06	Resistencias película metálica 100K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	4	0,127	0,508
01.01.07	Resistencias película metálica 1K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.08	Resistencias película metálica 47K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	2	0,127	0,254
01.01.09	Resistencias película metálica 10K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.10	Resistencias película metálica 470 Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.11	Resistencias película metálica 82K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.12	Resistencias película metálica 33K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	2	0,127	0,254
01.01.13	Resistencias película metálica 4,7K Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	1	0,127	0,127
01.01.14	Resistencias película metálica 2,2M Ω /1W/350V para la parte de señal. Vishay PR01	Ud.	2	0,39	0,78
01.01.15	Resistencias película metálica 220K Ω /3W/750V para posición de ánodo. Vishay PR03	Ud.	3	0,31	0,93
01.01.16	Resistencias película metálica 100K Ω /3W/750V para posición de ánodo. Vishay PR03	Ud.	3	0,31	0,93

01.02	Resistencias variables y potenciómetros				
01.02.01	Potenciómetro logarítmico 500KΩ para control de ganancias. Alfa	Ud.	2	0,72	1,44
01.02.02	Potenciómetro logarítmico 1MΩ para control de volúmenes, profundidad y graves. Alfa	Ud.	4	0,78	3,12
01.02.03	Potenciómetro lineal 250KΩ para control de agudos. Alfa	Ud.	1	0,72	0,72
01.02.04	Potenciómetro lineal 25KΩ para control de agudos, y presencia. Alfa	Ud.	2	0,72	1,44
01.03	Condensadores:				
01.03.01	Cond. no elect. placa-mica 47p/500V para el ecualizador. C-SM47	Ud.	1	0,4	0,4
01.03.02	Cond. no elect. placa-mica 120p/500V para el ecualizador. C-SM120	Ud.	1	0,41	0,41
01.03.03	Cond. no elect. placa-mica 500p/500V para el ecualizador. C-SM500	Ud.	2	0,6	1,2
01.03.04	Cond. no elect. película polipropileno 100n/600V para desacoplo de cátodos. Orange Drop 715P	Ud.	3	1,16	3,48
01.03.05	Cond. no elect. película polipropileno 1n/600V para desacoplo de cátodos. Orange Drop 715P	Ud.	2	0,55	1,1
01.03.06	Cond. no elect. película polipropileno 4,7n/600V para desacoplo de cátodos. Orange Drop 715P	Ud.	1	0,55	0,55
01.03.07	Cond. no elect. película polipropileno 2,2n/600V para desacoplo de cátodos. Orange Drop 715P	Ud.	2	0,66	1,32
01.03.08	Cond. no elect. película polipropileno 1μ/100V para desacoplo de cátodos. Vishay	Ud.	5	0,31	1,55
01.04	Válvulas de vacío:				
01.04.01	Doble tríodo para la etapa de entrada JJ-Tesla ECC83-S	Ud.	1	9,13	9,13
01.04.02	Doble tríodo para previos, loop de efectos e inversor de fase JJ-Tesla ECC83-S	Ud.	4	10,31	41,24
01.05	Actuadores:				
01.05.01	Interruptor palanca 5A @ 250Vac 6,35mm para interruptores de brillo. Tyco Electronics	Ud.	2	0,72	1,44
01.06	Otros:				
01.06.01	Placa PCB prototipado fotoresistente 200x140mm cobre 35μm espesor. C.I.F.	Ud.	1	8,45	8,45
01.07	Total capítulo 01				83,186€

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
02	ETAPA DE POTENCIA				
02.01	Resistencias:				
02.01.01	Resistencias bobinadas 470Ω/5W para la polarización pantallas. Vishay AC05	Ud.	4	0,495	1,98
02.01.02	Resistencias película oxido metálico 1Ω/3W para medición corriente bias. Tyco electronic ROX3S	Ud.	4	0,239	0,956
02.01.03	Resistencias película metálica 220KΩ/1W/350V para polarización rejillas. Vishay PR01	Ud.	2	0,127	0,254
02.01.04	Resistencias película metálica 2,2KΩ/1W/350V grid stopper. Vishay PR01	Ud.	4	0,127	0,508
02.02	Condensadores:				
02.02.01	Cond. no elect. película polipropileno 47n/600V para desacoplo de cátodos. Orange Drop 715P	Ud.	2	0,97	1,94
02.03	Válvulas de vacío:				
02.03.01	Pentodo de potencia 25W para etapa de salida Sovtek 6L6WTX+	Ud.	4	13	52
02.04	Transformadores:				
02.04.01	Transformador de salida 120W, para etapa <i>Push-pull</i> , 4x6L6. Hammond PT1650T	Ud.	1	92,4	92,4
02.06	Total capítulo 02				150,038€

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
03	CTO.SELECTOR DE CANAL				
03.01	Resistencias:				
03.01.01	Resistencias de carbono 1M Ω /0,25W polariz. del circuito de conmutación. RS	Ud.	1	0,014	0,014
03.01.02	Resistencias de carbono 68 Ω /0,25W para polarización de LEDs azules. RS	Ud.	2	0,014	0,028
03.01.03	Resistencias de carbono 220 Ω /0,25W para polarización de LEDs rojos. RS	Ud.	1	0,014	0,014
03.02	Condensadores:				
03.02.01	Cond. electrolítico aluminio 47 μ /63V para filtrado aliment. cto selector canal. Nichicon	Ud.	1	0,051	0,051
03.04	Diodos:				
03.04.01	Diodos 1N4148 para rectificación aliment. cto selector canal y bobina relés. Fairchild	Ud.	6	0,015	0,09
03.04.02	Diodos LEDs Rojo/Azul cátodo común 3mm indicador canal. HKTayuen	Ud.	5	0,28	1,4
03.05	Actuadores				
03.05.01	Interruptor palanca 5A @ 250Vac 6,35mm para selección de canal. Tyco Electronics	Ud.	2	0,72	1,44
03.05.02	Rele DPDT 2 Conmutadores 5VDC para el cambio de canal. Tyci MT2	Ud.	3	1,41	4,23
03.06	Total capítulo 03				7,267€

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
04	FUENTE DE ALIMENTACIÓN				
04.01	Resistencias:				
04.01.01	Resist. película metálica 10K Ω /3W/750V para obtención de VC. Vishay PR03	Ud.	1	0,31	0,31
04.01.02	Resist. película metálica 15K Ω /3W/750V para obtención de VA VB y VF. Vishay PR03	Ud.	4	0,31	1,24
04.01.03	Resist. película metálica 220K Ω /1W/350V tensión batería de condensadores. Vishay PR01	Ud.	2	0,127	0,254
04.01.04	Resistencias película metálica 1M Ω /1W/350V fijación de DC en alim.filamentos. Vishay PR01	Ud.	2	0,127	0,254
04.01.05	Resist. variable multivuelta 50K Ω ajuste lateral para la regulación de VF. Spectrol	Ud.	1	0,47	0,47
04.02	Condensadores:				
04.02.01	Cond. electrolítico aluminio 220 μ /400VDC filtrado de alimentación Phycomp LH400M	Ud.	6	3,9	23,4
04.02.02	Cond. electrolítico aluminio 10 μ /450VDC filtrado aliment. VA y VB Panasonic ECA2WM10	Ud.	2	0,85	1,7
04.02.03	Cond. electrolítico aluminio 47 μ /100VDC filtrado alimentación VF Panasonic ECA2AM47	Ud.	3	0,185	0,555
04.02.04	Cond. electrolítico aluminio 47 μ /450VDC filtrado de alimentación VC. Nichicon LGU2W	Ud.	1	2,84	2,84
04.03	Transformadores:				
04.03.01	Transf. 100W 360/0/60/360 - 3,15/0/3,15 CT3A - 3,15/0/3,15 CT7,5A. InMadOut TASLO100	Ud.	1	75	75
04.03.02	Choke 10H 125mA para filtrado de alimentación. Hammond P-T159P	Ud.	1	19,05	19,05
04.04	Diodos:				
04.04.01	Diodos ultra rápidos 3A/1000V para rectificado principal y de bias. Vishay UF5408	Ud.	5	1,01	5,05
04.05	Actuadores:				
04.05.01	Interruptor palanca 5A @ 250Vac 6,35mm para encendido y standby. Tyco Electronics	Ud.	2	0,72	1,44
04.06	Otros:				
	Portafusibles cilíndricos panel, aislantes	Ud.	2	0,29	0,58
	Fusibles cilíndricos acción rápida 3A	Ud.	1	0,104	0,104
	Fusibles cilíndricos acción rápida 1A	Ud.	1	0,104	0,104
04.07	Total capítulo 04				132,351€

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
05	FERRETERÍA, CABLEADO Y DISTRIBUCIÓN				
05.01	Chasis:				
05.01.01	Chasis chapa acero 1.5mm, 584x6.5x190.5mm para soporte y protección del montaje	Ud.	1	93	93
05.02	Tornillería:				
05.02.01	Tornillería rosca chapa (M3, M6)x(12, 15mm)	Ud.	150	0,017	2,55
05.02.02	Arandelas y arandelas antiaflojado (M3, M6)	Ud.	100	0,019	1,9
05.02.03	Tuercas (M3 , M6)	Ud.	150	0,031	4,65
05.02.04	Pasamuros 30mm	Ud.	4	0,08	0,32
05.02.05	Separad. roscados macho-macho 20mm M3x12mm	Ud.	30	0,1	3
05.02.06	Separad. roscados macho-hembra 20mm M3x12mm	Ud.	20	0,1	2
05.02.07	Clemas de conexión doble vía	Ud.	3	0,34	1,02
05.04	Zócalos:				
05.04.01	Zócalo cerámico base noval para válvulas montaje en chasis 7/8". P-ST8-807-PC	Ud.	4	1,95	7,8
05.04.02	Zócalo cerámico base noval para válvulas montaje en chasis 3/4". P-ST9-301	Ud.	5	1,15	5,75
05.05	Cableado:				
05.05.01	Cable unifilar rígido 2,3mm cableado de válvulas y potenciómetros	m	2	0,18	0,36
05.05.02	Cable apantallado 1,5mm cableado de rejillas y lazo de efectos	m	1	0,47	0,47
05.05.03	Cable multipolar flexible 2x1,5mm alimentación desde la red	m	1	0,33	0,33
05.05.04	Cable unifilar flexible 2,3mm distrib. alimentación DC	m	1	0,18	0,18
05.06	Otros:				
05.06.01	Aislante termorretractil negro 2,4mm	m	1	0,66	0,66
05.06.02	Aislante termorretractil negro 2,4mm	m	1	0,66	0,66
05.06.03	Bridas para sujeción y agrupado de cableado bolsa de 100 unidades 197x2,5mm	Ud.	1	1,73	1,73
05.06.04	Conector alimentación IEC hembra 3 polos 250V(ac) para montaje en chasis. Bulgin	Ud.	1	0,80	0,80
05.06.05	Conectores Jack hembra mono 6.5mm panel aislados con interrupción a la conexión	Ud.	5	0,68	3,4
05.06.06	Conectores Jack hembra estéreo 6.5mm panel aislados con interrupción	Ud.	1	0,77	0,77
05.07	Total capítulo 05				127,89

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
06	AMORTIZACIÓN DE EQUIPOS				
06.01	Instrumentación y medida				
06.01.01	Osciloscopio Tektronic® MSO2024	Ud.	1	3630	12,1*
06.01.02	Osciloscopio Metrix® OX7104	Ud.	1	4926	16,4*
06.01.03	Multímetro Fluke® 289	Ud.	1	550	1,83*
06.01.04	Analizador de distorsión Hewtler Packard® 334A	Ud.	1	383	1,27*
06.02	Total capítulo 06				31,60

*) Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = n° de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (<10%)

PLANOS

ESQUEMÁTICOS Y PLANOS

12.1. ESQUEMÁTICOS

12.1.1. ETAPA DE ENTRADA

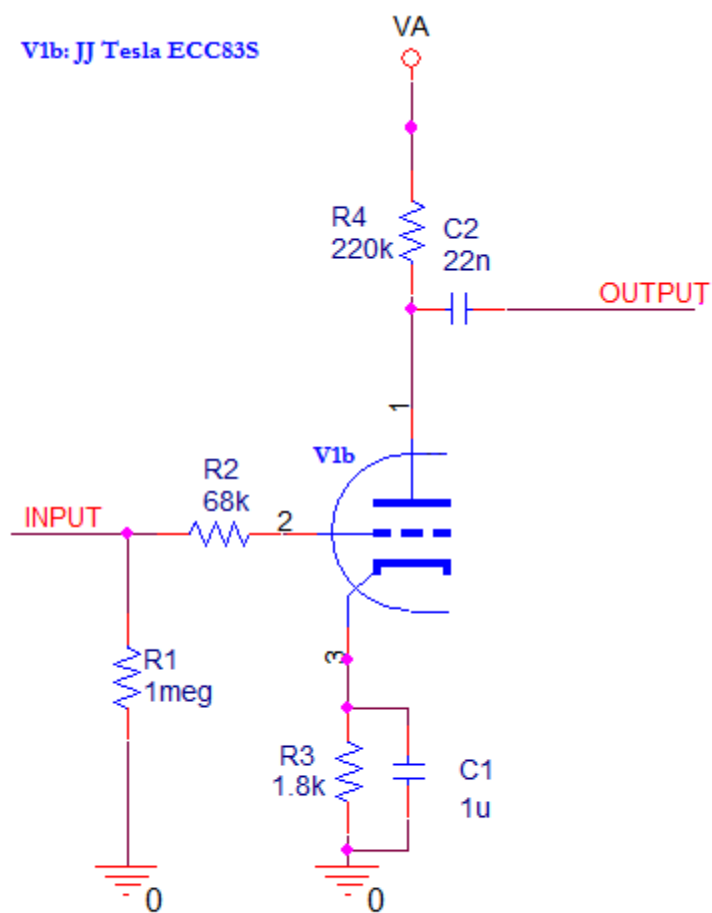


Figura 12.1. Esquemático: Etapa de entrada.

12.1.2. CANAL LIMPIO

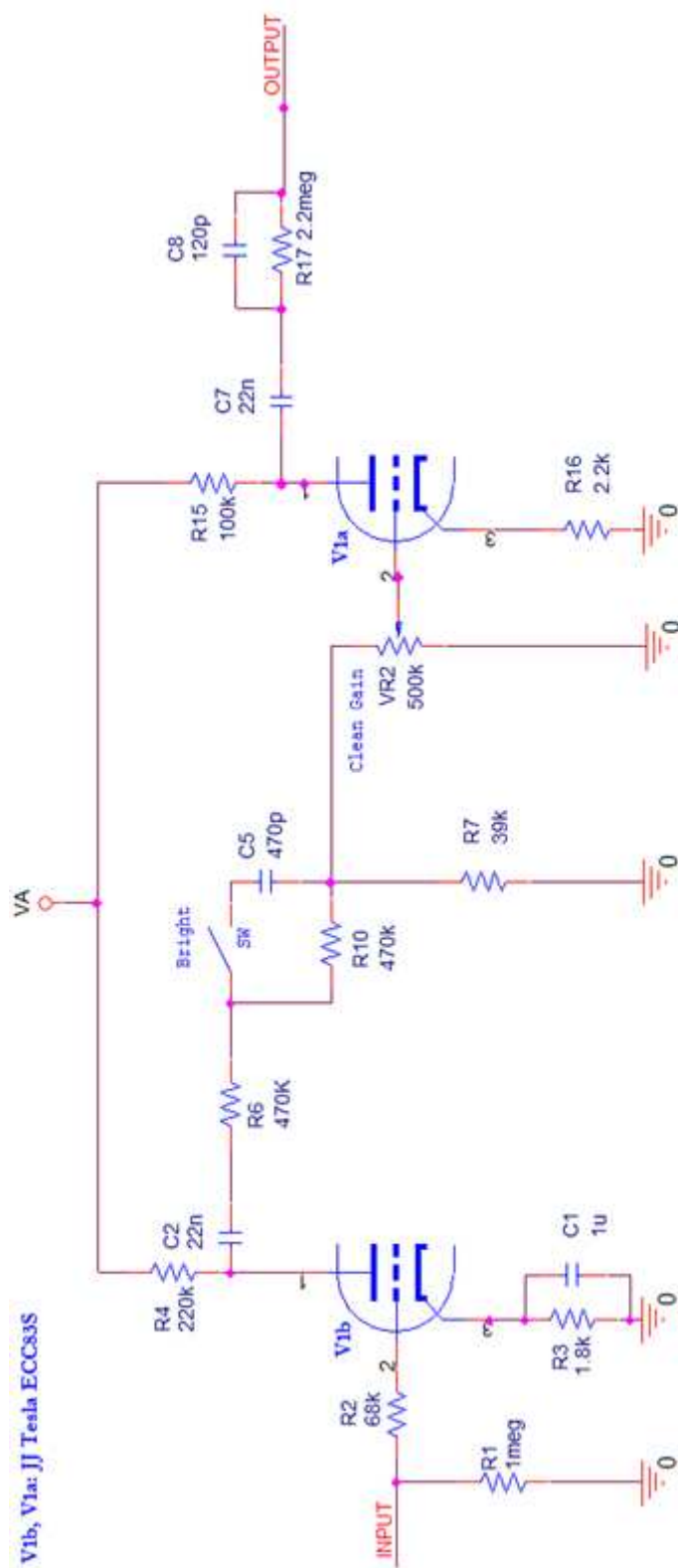


Figura 12.2 Esquemático: Canal limpio.

12.1.3. CANAL CRUCH

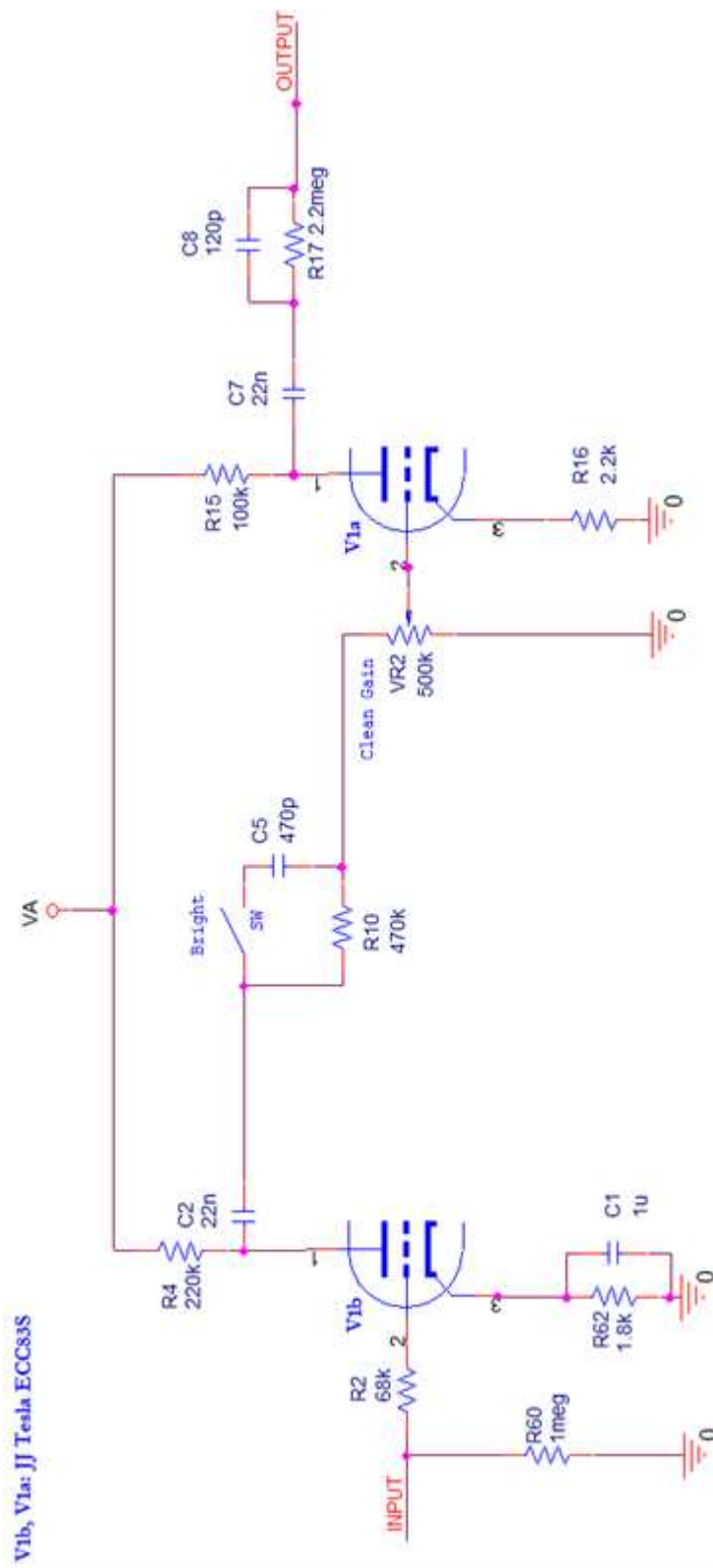


Figura 12.3 Esquemático: Canal Crunch.

12.1.4. CANAL LEAD

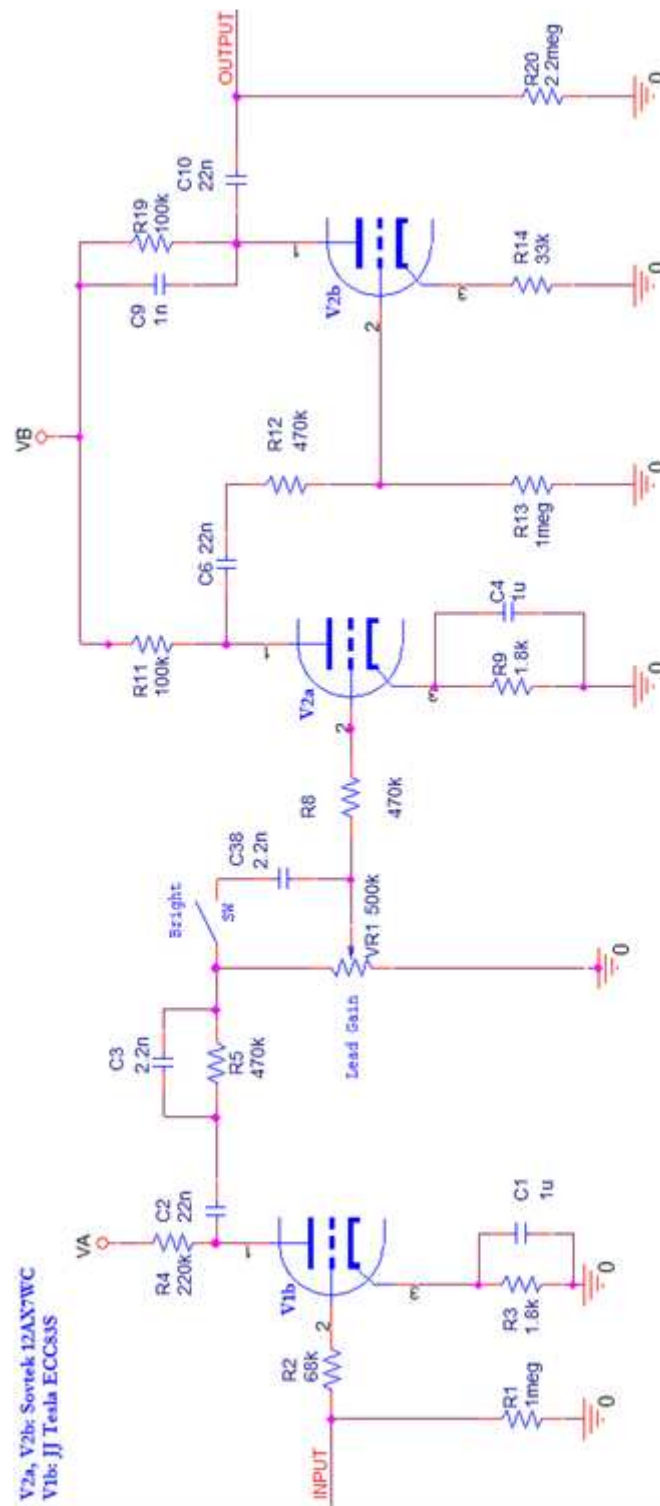


Figura 12.4. Esquemático: Canal Lead.

12.1.5. LAZO DE EFECTOS

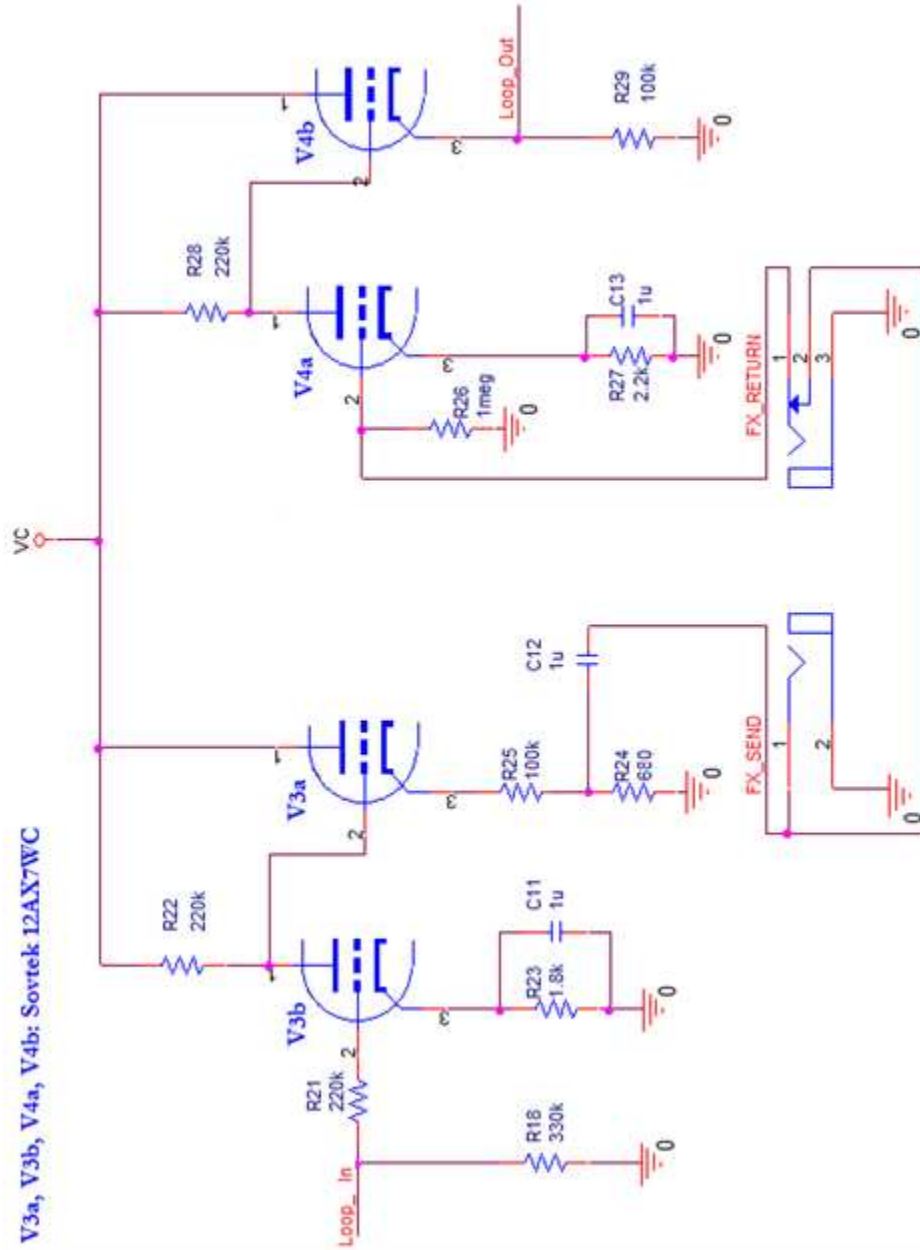


Figura 12.5 Esquemático: Lazo de efectos

12.1.6. ECUALIZADOR

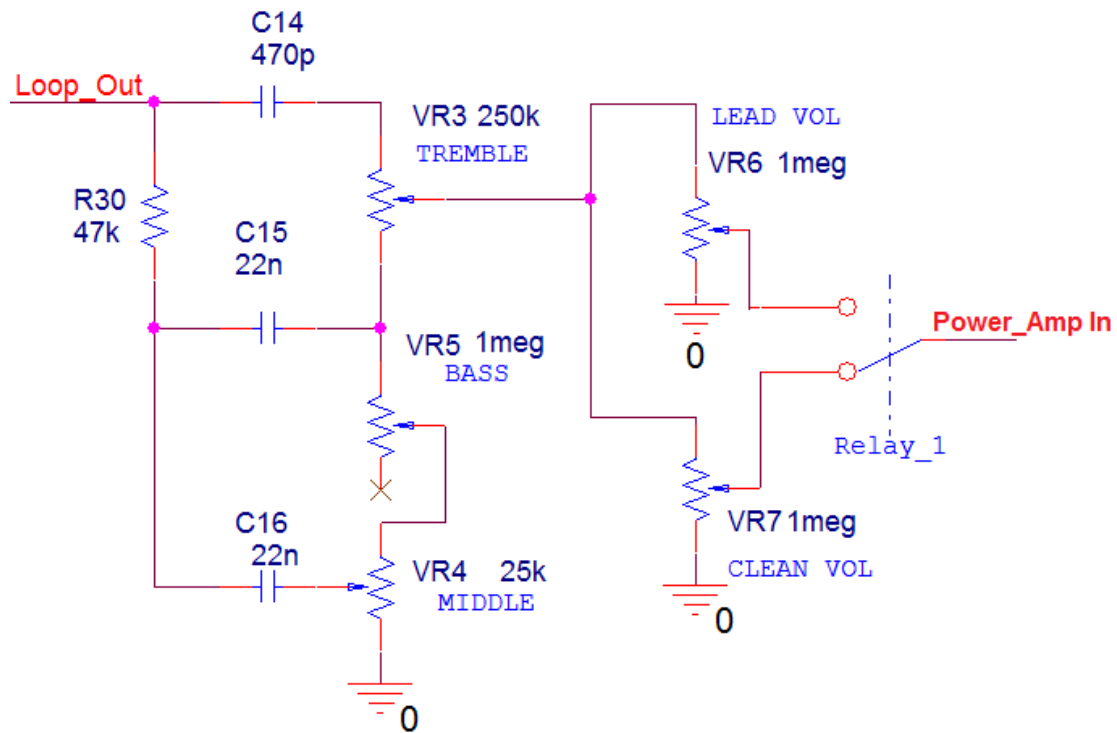


Figura 12.6. Ecualizador

12.1.7. PEDAL

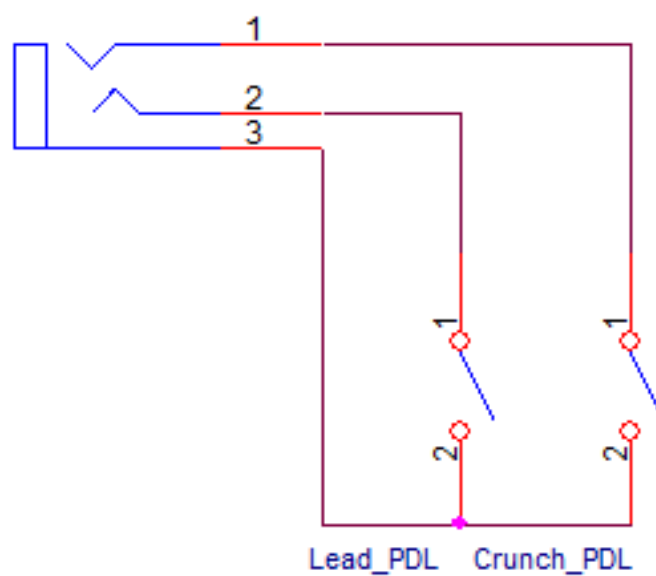


Figura 12.7. Esquemático: Pedal de conmutación de canal.

12.1.8. ETAPA INVERSORA DE FASE

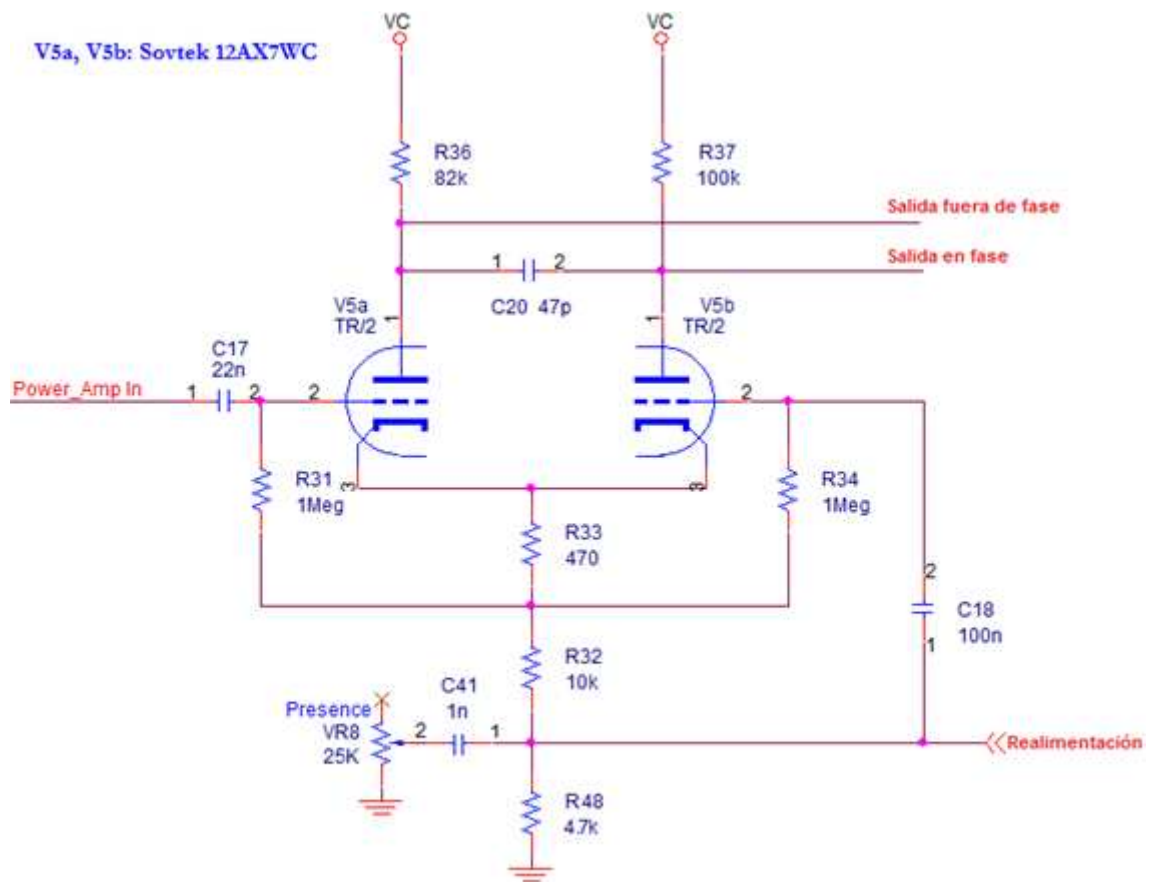


Figura 12.8. Esquemático: Etapa inversora de fase.

12.1.9. ETAPA DE POTENCIA (COMPLETA)

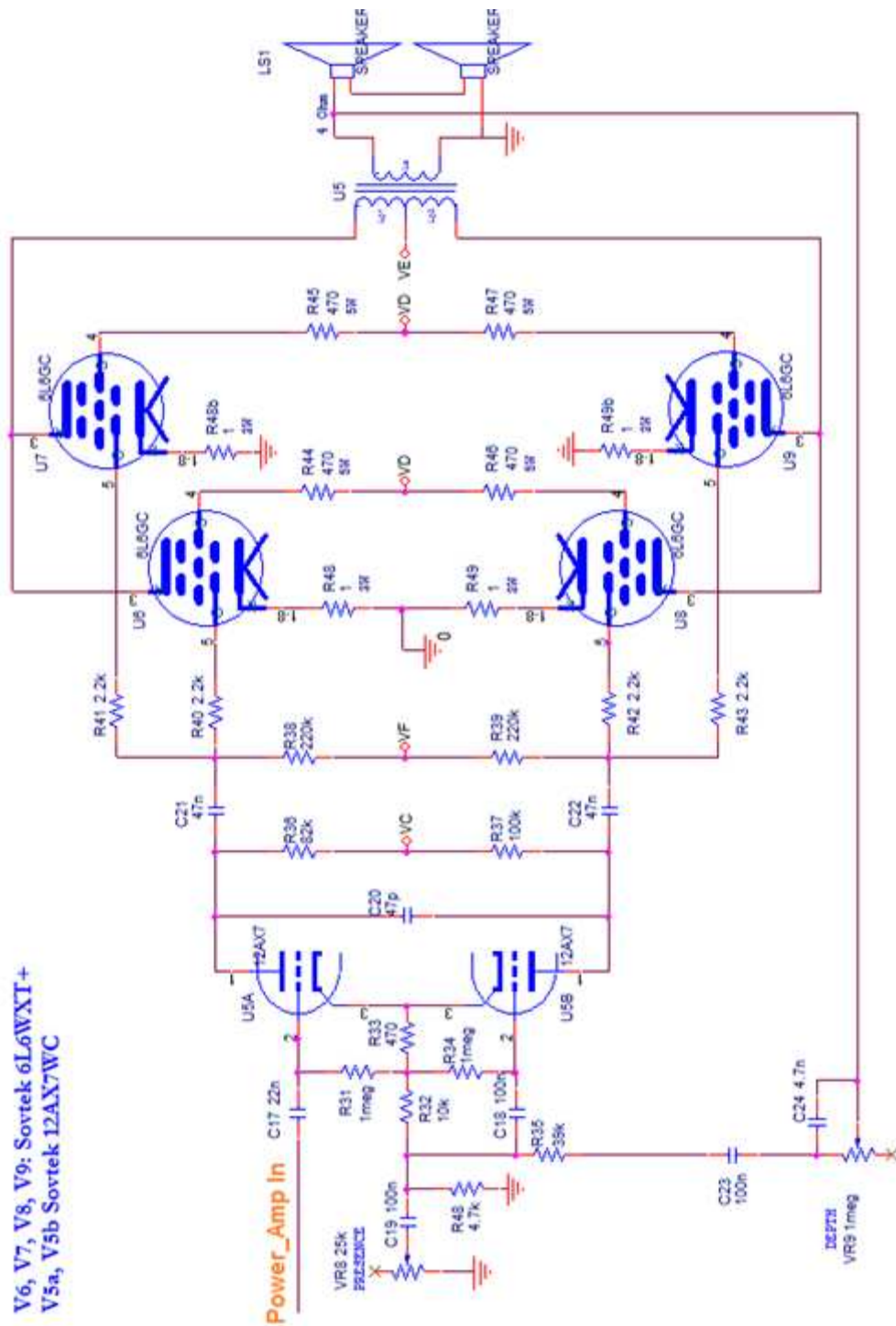


Figura 12.9. Esquemático: Etapa de potencia.

12.1.10. CIRCUITO SELECTOR DE CANAL

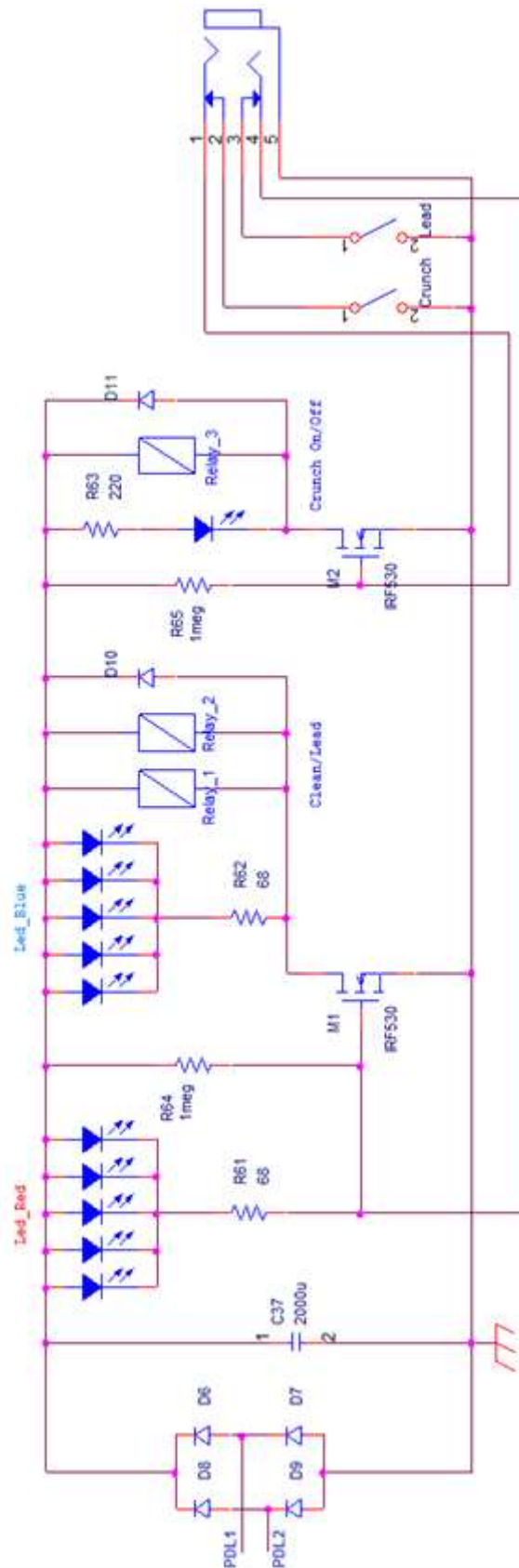


Figura 12.10. Esquemático: Circuito selector de canal.

12.1.11. FUENTE DE ALIMENTACIÓN

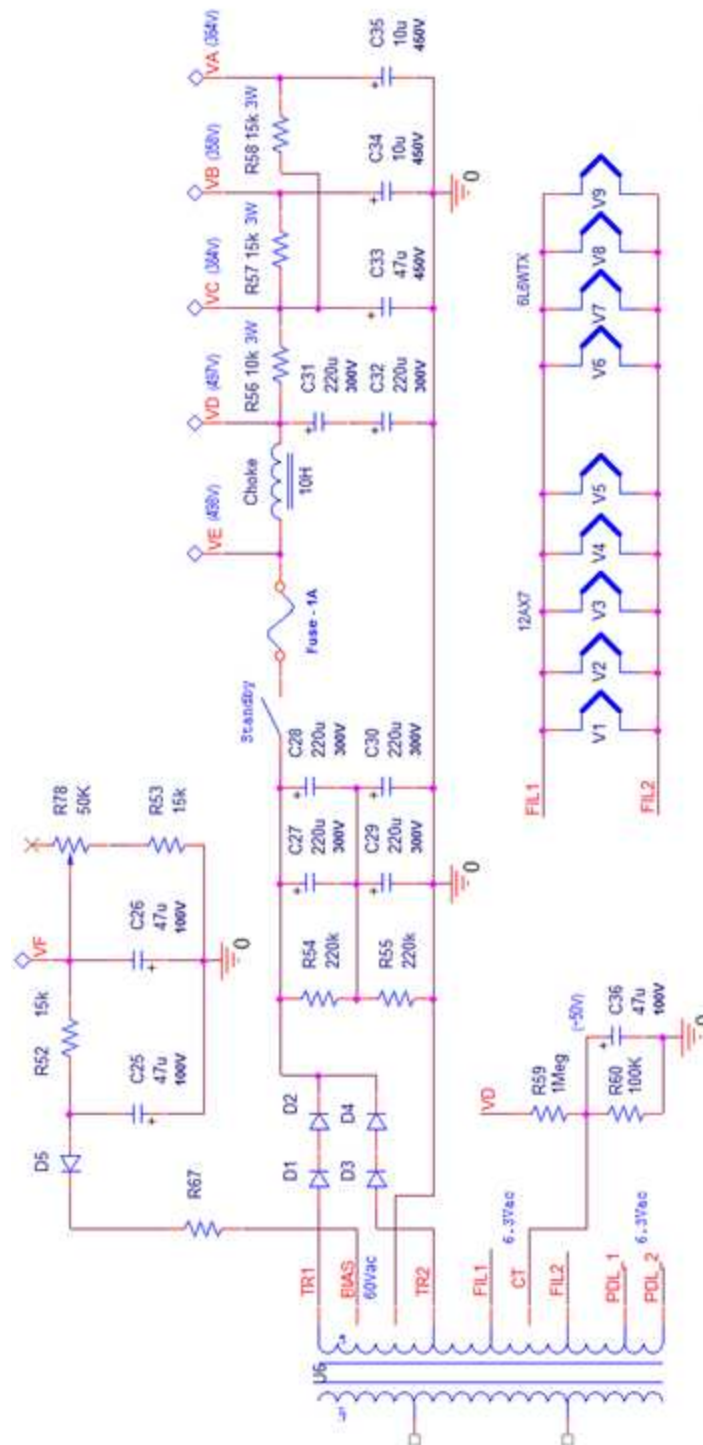


Figura 12.11. Esquemático: Fuente de alimentación.

12.1.12. CIRCUITOS EQUIVALENTES EN PEQUEÑA SEÑAL

12.2.1. ESQUEMA DE DISTRIBUCIÓN

12.2.2. ESQUEMA DE RUTADO DE MASAS

12.2.3. ESQUEMÁTICO GENERAL